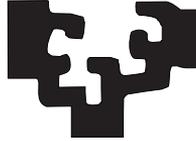


eman ta zabal zazu



Universidad del País Vasco **Euskal Herriko Unibertsitatea**

Escuela de Ingeniería de Bilbao
Departamento de Tecnología Electrónica

TESIS DOCTORAL.

**Nuevo convertidor de potencia para la
reducción de los problemas derivados de
la tensión de modo común en el tren de
tracción de los vehículos eléctricos**

Autor: Endika Robles Pérez

**Directores: Dr. Jon Andreu Larrañaga
Dr. Edorta Ibarra Basabe**

Bilbao, Mayo 2022

Agradecimientos

Sois muchas las personas que me habéis apoyado y animado para que diese lo mejor de mí durante todos estos años. Aunque todo mi agradecimiento no se puede expresar con palabras, os he dedicado unas líneas.

En primer lugar, me gustaría agradecer al Grupo de Investigación en Electrónica Aplicada (APERTE) por darme la oportunidad de formar parte del mismo, haciéndome sentir como uno más de esa gran familia. En especial a mis directores Jon Andreu y Edorta Ibarra, ya que sin su guía no hubiese sido posible realizar un trabajo tan bueno. Sobre todo, agradezco a Jon sus grandes consejos desde que nos conocimos, alentándome para hacer esta tesis y para que siga cumpliendo objetivos en el futuro. Gracias también a Iñigo Martínez de Alegría, Iñigo Kortabarria, Unai Ugalde y José Ignacio Garate, los cuales también han sido grandes mentores durante esta etapa. Mil gracias, por supuesto, al resto de compañeros del grupo, tanto a los que aún siguen como a los que ya no forman parte del equipo. Dedico una mención especial a Asier Matallana, David Cabezuelo, Iraide López, Itxaso Aranzábal, Julen Gómez-Cornejo, Oier Oñederra, Alberto Otero y Ander de Marcos. Os doy las gracias a todos por los buenos momentos que hemos pasado juntos. En especial a mis dos personas favoritas, Markel Fernandez e Iker Aretxabaleta, sin las cuales esta tesis no se hubiese llevado igual de bien.

No me puedo olvidar de mis amigos, a los que quiero y agradezco todos los momentos vividos, tanto a lo largo de esta última etapa, tan dura, como del resto de momentos de mi vida. Especialmente, un millón de gracias a los miembros de mi cuadrilla, a mis amigos más íntimos, a mis compañeros de estudios más allegados y a todos aquellos que han sacado tiempo para hacer que mi vida sea mejor.

Finalmente, quiero dar las gracias a mi familia y, en especial, a las tres mujeres de mi vida. Primero, gracias amama por criarme, cuidarme, y darme todo lo que has podido durante toda tu vida. Aunque ya no estés aquí, siempre vas a estar

en mi corazón. En segundo lugar, gracias amatrix por tu espíritu luchador. No conozco a nadie más fuerte que tú, y si he tenido algún referente en la vida, siempre has sido y serás tú. Por último, gracias Elsa, te has convertido en mi inspiración, mi fuerza y no se puede tener compañera de vida mejor. Gracias a las tres, por todo el apoyo y cariño que me habéis dado y que sé, que me daréis siempre.

Bilbao, Mayo de 2022.

Resumen

En el pasado, vivíamos en una sociedad que se movía principalmente gracias al consumo de los combustibles fósiles. Sin embargo, dicho consumo crece de manera exponencial en prácticamente todos los sectores y, sin un cambio de tendencia, el nivel de emisiones de gases de efecto invernadero tendrá consecuencias climáticas desastrosas para el planeta. En concreto, el transporte es uno de los sectores que más contribuye al incremento del calentamiento global y a las emisiones de gases de efecto invernadero. Por lo tanto, la sociedad, la comunidad científica y la industria están adquiriendo un importante compromiso en la lucha contra el cambio climático. En este contexto, se ha endurecido el marco regulatorio de los vehículos de combustión, favoreciendo la producción y la venta de los vehículos eléctricos. Estos vehículos requieren de nuevos sistemas de propulsión eléctricos, libres de combustibles fósiles, menos contaminantes y más eficientes. Dichos sistemas se componen, por lo general, de un pack de baterías, un convertidor de potencia y una máquina eléctrica que, en su conjunto, se encargan de generar la potencia necesaria para proporcionar la tracción a las ruedas del vehículo. En la actualidad, existen distintas tecnologías para todos estos elementos y la comunidad científica y la industria se centran en la investigación y el desarrollo de las mejores soluciones que hacen que estos sistemas sean tecnológicamente más eficientes, compactos, seguros y fiables.

Uno de los problemas recurrentes a los que se enfrentan los sistemas de propulsión y que está siendo investigado ampliamente en la actualidad es la tensión de modo común (*common-mode voltage*, CMV). Esta tensión produce serios problemas en los motores cuando son accionados por convertidores de potencia que se controlan con estrategias de modulación basadas en PWM (modulación por ancho de pulso). En concreto, los patrones de conmutación de los dispositivos producen formas de onda de tensión desequilibradas que oscilan a altas frecuencias y hacen que se produzca una forma de onda de CMV perjudicial para el sistema de propulsión. Entre los principales problemas que derivan de esta tensión destacan

las corrientes parásitas que circulan a través de los rodamientos, el deterioro del aislamiento del devanado del estátor y las interferencias electromagnéticas. Todos estos problemas, en su conjunto, pueden provocar un mal funcionamiento del motor o incluso un fallo total del sistema de propulsión. Por otro lado, se puede constatar que, de no buscarse una solución adecuada, éstos problemas se harán más frecuentes en los próximos años.

En la actualidad, los fabricantes de vehículos eléctricos están comenzando a desarrollar nuevas soluciones basadas en packs de baterías que operen a tensiones más elevadas (sistemas de 800 V). Además, la necesidad de mejorar los sistemas de propulsión (en términos de densidad de potencia, eficiencia, respuesta dinámica, etc.) también hace necesario aumentar la velocidad de operación de las máquinas eléctricas. Sin embargo, un aumento de la velocidad de operación de las máquinas requiere de convertidores de potencia que conmuten a frecuencias más elevadas. Por ello, los fabricantes comienzan a apostar por la incorporación de semiconductores de potencia de alto ancho de banda que permitan conmutar a mayores frecuencias de operación. La desventaja de estos nuevos cambios de tendencia que siguen los fabricantes es que un aumento de la tensión de las baterías o un aumento de la frecuencia de conmutación de los semiconductores de potencia pueden agravar las formas de onda de la CMV y, por lo tanto, empeorar los problemas derivados de esta tensión tan problemática.

Considerando lo anterior, en esta tesis doctoral se propone y se analiza detalladamente un nuevo convertidor de potencia junto con una nueva estrategia de modulación cuyo objetivo sea, por un lado, la reducción de la CMV y, por otro lado, que no se penalice el resto de prestaciones de los sistemas de propulsión embarcados en los vehículos eléctricos actuales. En particular, como la tendencia seguida por los fabricantes, en lo que se refiere al convertidor de potencia, sigue siendo utilizar el inversor trifásico de dos niveles, conocido comúnmente como *voltage-source inverter* (VSI), en esta tesis se ha propuesto una nueva variante de este inversor, denominada ZVR-D2. Este inversor consta de dos puentes rectificadores de diodos para desacoplar el convertidor del motor cuando la técnica de modulación utiliza los vectores de tensión nulos. Al mismo tiempo, se utilizan diodos de fijación (*clamping*) para proporcionar a la máquina eléctrica el valor de CMV deseado, reduciendo, así, esta tensión parásita.

El enfoque que se ha seguido para desarrollar esta tesis doctoral ha sido, en primer lugar, realizar una revisión exhaustiva del estado de la tecnología, tanto de los problemas derivados de la CMV como de sus principales soluciones, además de las alternativas de topologías de convertidor y técnicas de modulación que existen para reducir esta tensión. En segundo lugar, y para evaluar el rendimiento del convertidor ZVR-D2 propuesto, se han llevado a cabo varias simulaciones que

permiten, por un lado, analizar detalladamente sus prestaciones y, por otro lado, permiten compararlo frente a otras soluciones existentes que han sido previamente propuestas por otros autores. Por último, se ha desarrollado un prototipo de inversor de automoción a escala para validar experimentalmente el concepto de la reducción de la CMV sobre la topología de convertidor propuesta.

A partir de los resultados obtenidos se demuestra el alto desempeño de la solución propuesta en comparación con el VSI convencional, logrando reducir la CMV y, al mismo tiempo, buscando un equilibrio entre el resto de prestaciones del convertidor de potencia. Se demuestra que una reducción de la CMV conlleva un ligero empeoramiento de otros parámetros, tales como la eficiencia del convertidor o la distorsión armónica de la corriente entregada al motor. Sin embargo, se demuestra que en función de la estrategia de modulación se puede ajustar la mejora o el empeoramiento de todas estas prestaciones, e incluso operar empleando únicamente el VSI convencional, si se desea. De hecho, la migración del VSI convencional al nuevo convertidor ZVR-D2 es simple y puede producir beneficios, ya que se pueden explotar grados de libertad adicionales que permiten resolver grandes problemas de fiabilidad en los sistemas de propulsión actuales.

Laburpena

Azken urteotan, nagusiki erregai fosilak erabiliz mugitu den gizarte batetan bizi izan gara. Hala ere, esponentzialki handitu da erregai horien kontsumoa sektore gehienetan. Tendentzia hori ez bada iraultzen ondorio klimatiko izugarriak sortuko dira planetan. Hain zuzen ere, garraioa da beroketa globalean eragiten duen sektoreetako bat. Hori dela eta, bai gizarteak, eta baita ere komunitate zientifikoak eta industriak konpromiso handia hartu dute aldaketa klimatikoaren aurka. Testuinguru horretan, erregai fosilak darabiltzaten ibilgailuen erregulazio markoa gogortu egin da, ibilgailu elektrikoek erabilera eta salmenta sustatuz. Zentzu horretan, propulzio elektrikorako sistema berriak dira beharrezkoak, erregai fosiletatik libre direnak, kutsadura gutxiago sortzen dutenak eta eraginkorragoak direnak. Oro har, sistema horiek bateria-pack batek, potentzia-bihurgailu batek eta makina elektriko batek osatzen dute. Osotasunean, ibilgailuaren gurpilak higitzeko potentzia emateaz arduratzen dira sistema horiek. Gaur egun, teknologia ezberdinak daude, eta komunitate zientifikoa eta industria soluzio onenak ikertzen eta garatzen dituzte sistema horiek eraginkorragoak, konpaktoagoak, seguruagoak eta fidagarriagoak izan daitezten.

Modu komuneke tentsioa (CMV, *Common Mode Voltage*) da gaur egun ikertzen ari diren propulzio-sistemek aurre egin behar duten problemetako bat. PWM bidezko modulazio-estrategien bidez kontrolatutako motor elektrikoetan arazo larriak sortzen ditu tentsio horrek. Hain zuzen ere, gailu erdieroaleen konmutazio-patroiek tentsio ez-orekatuak sortzen dituzte, maiztasun altuetan oszilatzen dutenak eta propulzio-sistamarako kaltegarria den CMV uhinak sortzen dituztenak. Tentsio horrekin erlazionatutako arazo nagusiak hurrengoak dira: errodamentuetan zehar zirkulatzen duten korrante parasitoak, estatorreko harilkatuaren isolamenduaren hondatzea eta interferentzia elektromagnetikoak. Arazo horiek guztiek motorraren funtzionamendu ez-egokia sor dezakete, edota propulzio-sistemaren hutsegite totala. Bestalde, baieztatu daitezke soluzio egokirik aurkitu ezean arazo horiek gero eta arruntagoak bilakatuko direla hurrengo urteetan.

Gaur egun, ibilgailu elektrikoek fabrikatzaileek tentsio altuetan (800 V-etara arte) lan egiten duten bateriak ezartzen hasi dira. Horrez gain, potentzia-dentsitatea, eraginkortasuna eta erantzun dinamikoa bezalako ezaugarriak hobetu behar direnez, beharrezkoa da makina elektrikoek biraketa-abiadura handitzea. Ondorioz, maiztasun altuagoetan lan egiten duten potentzia-bihurgailuak erabili behar dira. Hori dela eta, banda zabalera handiko gailu erdieroaleen erabilera hedatzen ari da fabrikatzaileen artean, konmutazio-maiztasun altuetan lan egin ahal izateko. Aldaketa horiek guztiek arazoak sortzen dituzte, CMV tentsioaren uhin-formak gaizkiagotzen dituztelako, hain problematikoa den tentsio honen ondorio kaltegarriak okerragotuz.

Aurreko guztia kontuan hartuta, potentzia-bihurgailu berri bat proposatu eta aztertzen da doktore-tesi honetan. Alde batetik, CMVa murriztea du helburu bihurgailu horrek. Bestalde, propulsiio-sistemaren bestelako prestazioak ez kaltetzea du helburu. Hain zuzen ere, fabrikatzaileek hiru fase eta bi mailako inbertsoreak (VSI, *Voltage Source Inverter*) erabiltzearen alde jarraitzen dutenez, inbertsore horren aldaera bat proposatu da tesi honetan, ZVR-D2 izena eman zaiona. Bi diodo-zubi errektifikadore ditu bihurgailuak, eta horien funtzioa da bihurgailua motorretik desakoplatzea modulazio-teknikak bektore nuloak ezartzen dituenean. Aldi berean, finkatze-diodoak (*clamping*) erabiltzen dira makina elektrikoan nahi den CMV balioa ezarteko, tentsio parasittoa murriztuz.

Hurrengo ikuspegia jarraitu da tesia egiterakoan. Lehendabizi, artearen egoeraren azterketa sakona gauzatu da, bai CMVak sortzen dituen arazoei dagokienez eta baita soluzioei dagokienez ere. Gainera, tentsio hori murrizteko baliagarriak diren potentzia-bihurgailuen topologiak eta modulazio-teknikak ere aztertu dira. Bigarrenik eta proposatutako ZRV-D2 bihurgailuaren errendimendua ebaluatze-ko, hainbat simulazio gauzatu dira. Horrela, posible izan da bihurgailuaren prestazioak aztertzea eta literaturan beste autore batzuk proposatutako soluzioekin konparatzea. Azkenik, automozioiko inbertsore baten prototipoa eraiki da eskalan CMVa murriztea ahalbideratzen duen kontzeptu hori balioztatze-ko.

Lortutako emaitzetatik frogatu da oso funtzionamendu egokia duela proposatutako soluzioak VSI arruntarekin konparatuz gero, CMVa murriztuz eta, aldi berean, bihurgailuaren bestelako prestazioetan oreka bat lortuz. CMVa murrizteak bestelako parametro batzuk pixka bat kaxkartzen dituela frogatu da, hala nola eraginkortasuna edota motorraren korrantearen distortsio harmonikoa. Hala ere, frogatu da aukeratutako modulazio-teknikaren arabera posible dela prestazio horiek doi daitezkeela, eta baita ere, egoeraren arabera, VSI arrunta bezala funtzionatzea, horrela nahi izanez gero. Izan ere, VSItik soluzio berrirako migrazioa sinplea da eta onurak ekar ditzake, bere askatasun-mailak erabil daitezkeelako fidagarritasun-arazo nabarmenei soluzioa emateko.

Abstract

Until recently, we have been living in a society mainly driven by the consumption of fossil fuels. However, this dependence is growing exponentially in most sectors and, unless the trend changes, the level of greenhouse gas emissions will have disastrous climate consequences for the planet. Specifically, transport is one of the sectors that contributes most to the increase in global warming and greenhouse gas emissions. Therefore, society, the scientific community, and industry are acquiring an important commitment in the battle against climate change. In this context, the regulatory framework for combustion vehicles has been tightened, favoring the production and sale of electric vehicles. These vehicles require new electric propulsion systems, free of fossil fuels, less polluting, and more efficient. Such systems are generally made up of a battery pack, a power converter, and an electrical machine. Together, they generate the necessary power to provide traction to the vehicle's wheels. Currently, there are different technologies for all these elements, and the scientific community and industry are focused on research and development of the best solutions that make these systems technologically more efficient, compact, safe, and reliable.

One of the recurring problems facing propulsion systems, which are currently being extensively researched, is the issue of common-mode voltage (CMV). This voltage produces serious problems in motors driven by power converters that are controlled with pulse-width modulation (PWM)-based strategies. Specifically, the switching patterns of the power devices produce unbalanced voltage waveforms that oscillate at high frequencies, thus causing a CMV waveform that is harmful to the propulsion system. Among the main problems that derive from this voltage are the leakage currents that circulate through the bearings, the deterioration of the insulation of the stator winding, and electromagnetic interferences. All of these problems, taken together, can lead to poor motor performance or even complete powertrain failure. Moreover, if an adequate solution is not found, these problems will become more frequent in the next few years.

Nowadays, electric vehicle manufacturers are beginning to develop new solutions based on battery packs that operate at higher voltages, i.e. 800 V, instead of the traditional 400 V systems. In addition, the need to improve propulsion systems (in terms of power density, efficiency, dynamic response, etc.) makes it necessary to increase the operational speed of electric motors. However, an increase in speed requires power converters that switch at higher frequencies. For this reason, manufacturers are resorting to wide-bandgap power semiconductors that allow switching at higher operating frequencies. The drawback is that an increase in battery voltage or an increase in the switching frequency of power semiconductors can aggravate the waveforms of the CMV and, therefore, worsen the issues derived from this highly problematic voltage.

Considering the above, in this doctoral thesis, a new power converter is proposed and analyzed in detail together with a new modulation strategy. This converter seeks, on the one hand, the reduction of the CMV and, on the other hand, that the rest of the benefits of the on-board propulsion systems in current electric vehicles are not hindered. Specifically, as the trend followed by manufacturers, in regard to the power converter, is still to use the two-level three-phase inverter, commonly known as voltage-source inverter (VSI), in this thesis a new variant of this inverter, called ZVR-D2, has been proposed. This inverter consists of two diode rectifier bridges to decouple the converter from the motor when the modulation technique uses zero voltage vectors. At the same time, clamping diodes are used to provide the electric motor with the desired CMV value, thus reducing this undesired voltage.

The approach followed to develop this doctoral thesis has been, in the first place, conduct an exhaustive review of the state of the technology, both of the problems derived from the CMV and of its main solutions. In addition, It has been reviewed the existing alternative converter topologies and modulation techniques to reduce this voltage. Secondly, and to evaluate the performance of the proposed ZVR-D2 converter, several simulations have been carried out that allow, on the one hand, to analyze its performance in detail and, on the other hand, to compare it with other existing solutions that have been previously proposed by other authors. Finally, an automotive-scale inverter prototype has been developed to experimentally validate the concept of CMV reduction over the proposed converter topology.

From the results obtained, the high performance of the proposed solution is demonstrated in comparison with the conventional VSI, bringing about a significant CMV reduction and, at the same time, finding a balance between the remaining features of the power converter. It is shown that a reduction of the CMV leads to a slight worsening of other parameters, such as the converter efficiency or the har-

monic distortion of the current delivered to the motor. However, it is shown that, depending on the modulation strategy, it is possible to adjust the improvement or deterioration of all these features, even operates using only the conventional VSI, if desired. In fact, migrating from the conventional VSI to the new ZVR-D2 converter is simple and can be beneficial as additional degrees of freedom can be exploited to solve major reliability problems in today's powertrains.

Contenido

Resumen Laburpena Abstract	iii
Lista de Figuras	xix
Lista de Tablas	xxvii
Lista de Acrónimos	xxix
Lista de Símbolos	xxxiii
I La industria de la automoción y el vehículo eléctrico: contexto de la tesis	1
1 Introducción	3
1.1 Contexto de la línea de investigación	3
1.2 Introducción a la temática de la tesis: el vehículo eléctrico	6
1.2.1 Arquitecturas vehiculares y sistemas de propulsión	10
1.2.2 El tren de tracción del vehículo eléctrico	15
1.2.3 Desafíos de la electrónica de potencia para los vehículos eléctricos de nueva generación	31
1.2.4 Problemática de la tensión de modo común	34
1.3 Objetivos generales de la tesis	39
1.4 Estructura del documento	40

II	La tensión de modo común en el tren de tracción del vehículo eléctrico: estado de la tecnología	45
2	Problemática de la tensión de modo común en accionamientos de motor con inversor	47
2.1	Introducción	47
2.2	Origen de la tensión de modo común (CMV)	50
2.2.1	Definición y esquema del conjunto inversor-motor	50
2.2.2	Influencia de la técnica de modulación en la CMV	53
2.3	Parámetros que afectan a la forma de onda de la CMV	57
2.3.1	Tensión del bus DC	58
2.3.2	Índice de modulación	58
2.3.3	Frecuencia de conmutación	59
2.3.4	Velocidad de conmutación	60
2.4	Cuantificación de la CMV: figuras de mérito	62
2.5	Problemas derivados de la CMV	65
2.5.1	Interferencia electromagnética (EMI)	66
2.5.2	Daños en el aislamiento del bobinado de la máquina	67
2.5.3	Tensión reflejada en el eje de la máquina	68
2.5.4	Corrientes parásitas a través de los rodamientos	68
2.6	Soluciones para mitigar los problemas generados por la CMV	71
2.6.1	Soluciones correctivas	73
2.6.2	Soluciones preventivas	76
2.7	Conclusiones	79
3	Topologías de convertidores de potencia para la reducción de la tensión de modo común en aplicaciones de vehículo eléctrico	81
3.1	Introducción	81
3.2	Topologías DC/AC multifase	85
3.2.1	Inversores alimentando una carga con conexión en estrella	85
3.2.2	Inversores con una rama adicional y acceso al neutro de la máquina eléctrica	90
3.2.3	Múltiples inversores trifásicos conectados a una misma máquina con bobinados desplazados	91
3.2.4	Inversores alimentando una carga con bobinados abiertos	94
3.2.5	Resumen de los convertidores multifase y la CMV	97
3.3	Topologías DC/AC multinivel	100
3.3.1	Inversores con fijación al punto neutro	100
3.3.2	Inversores con fijación al punto neutro de tipo activo	103
3.3.3	Inversores con fijación al punto neutro de tipo T	104

3.3.4	Inversores de condensadores flotantes	105
3.3.5	Inversores de puentes en H en cascada	105
3.3.6	Inversores modulares multinivel	106
3.3.7	Resumen de los convertidores multinivel y la CMV	107
3.4	Topologías DC/AC trifásicas de dos niveles con hardware adicional	113
3.4.1	Inversores con fuente de impedancia	113
3.4.2	Inversores con desacoplamiento DC	116
3.4.3	Inversores con desacoplamiento AC	119
3.4.4	Resumen de los convertidores trifásicos de dos niveles y la CMV	123
3.5	Conclusiones	126
4	Técnicas de modulación para la reducción de la tensión de modo común	129
4.1	Introducción	129
4.2	Técnicas de modulación convencionales	131
4.2.1	Enfoque <i>carrier-based</i> (CB) vs. <i>space vector</i> (SV)	131
4.2.2	Extensión de SV a inversores de cinco fases	135
4.2.3	Extensión de SV a inversores de tres niveles	137
4.3	Técnicas de modulación discontinuas	141
4.3.1	Modulación para el inversor trifásico de dos niveles	141
4.3.2	Modulación para el inversor de cinco fases con carga en estrella	142
4.3.3	Modulación para el inversor de tres niveles	143
4.4	Técnicas de modulación de CMV reducido (RCMV-PWM)	145
4.4.1	<i>Active zero-state PWM</i> (AZS-PWM)	145
4.4.2	<i>Remote-state PWM</i> (RS-PWM)	149
4.4.3	<i>Near-state PWM</i> (NS-PWM)	154
4.5	Otras técnicas de modulación para la reducción de la CMV	159
4.5.1	<i>Constant-CMV PWM</i> (CCMV-PWM)	159
4.5.2	Híbrida para inversores de cinco fases (2L4M-hybrid-PWM)	160
4.5.3	<i>Zero-CMV PWM</i> (ZCMV-PWM)	162
4.5.4	Control predictivo basado en modelos (MPC)	163
4.6	Conclusiones	167

III Contribuciones para solucionar el problema de la tensión de modo común en convertidores trifásicos de dos niveles: convertidor ZVR-D2	169
5 Análisis de prestaciones y comparativa de topologías de convertidor y técnicas de modulación mediante simulación	171
5.1 Introducción	171
5.2 Descripción y caracterización del convertidor ZVR-D2 propuesto	175
5.2.1 Descripción teórica	175
5.2.2 Caracterización mediante simulación	178
5.3 Influencia de la técnica de modulación seleccionada en el convertidor ZVR-D2 propuesto	188
5.3.1 Evaluación de técnicas de modulación en puntos de operación estáticos	188
5.3.2 Nueva técnica de modulación HCCMV-PWM para el convertidor ZVR-D2	203
5.4 Validación de las prestaciones del convertidor ZVR-D2 propuesto frente a varias alternativas de conversión de energía	206
5.4.1 Comparativa 1: ZVRD-2 frente a otros inversores trifásicos de dos niveles modulados con la técnica SV-PWM	206
5.4.2 Comparativa 2: ZVR-D2 modulado con HCCMV-PWM frente a otras combinaciones de convertidor y modulación	211
5.5 Conclusiones	216
6 Prototipado y validación del convertidor de potencia ZVR-D2	219
6.1 Introducción	219
6.2 Descripción hardware del convertidor de potencia ZVR-D2	221
6.2.1 Módulo de potencia y sistema de refrigeración del <i>HybridKIT Drive</i> de Infineon	224
6.2.2 Bus DC equilibrado y condensador del <i>HybridKIT Drive</i> de Infineon	226
6.2.3 Tarjeta de <i>drivers</i> del <i>HybridKIT Drive</i> de Infineon y tarjeta de adaptación de señales	227
6.2.4 Hardware adicional para la reducción de la CMV	229
6.3 Descripción del dispositivo digital de tiempo real OP4510	231
6.4 Experimentación del prototipo de convertidor ZVR-D2	234
6.4.1 Análisis de la conexión de los diodos de <i>clamping</i> con el bus DC	235
6.4.2 Descripción general de la plataforma experimental	242
6.4.3 Resultados experimentales	243

6.5	Evaluación del convertidor ZVR-D2 durante ciclos de conducción reales	248
6.6	Conclusiones	255
IV	Resumen de la tesis	257
7	Conclusiones y trabajo futuro	259
7.1	Conclusiones	259
7.2	Principales contribuciones de la tesis	264
7.3	Publicaciones científicas derivadas de la tesis.	269
7.3.1	Publicaciones en revistas científico-técnicas	269
7.3.2	Publicaciones en conferencias internacionales	270
7.3.3	Publicaciones en conferencias nacionales	271
7.3.4	Publicaciones en otros medios de divulgación científica . . .	272
7.4	Líneas futuras de investigación	273
V	Anexos	275
A	Tensión de modo común en aplicaciones fotovoltaicas y topologías monofásicas de conversión	277
B	Modelado térmico y de pérdidas de los dispositivos semiconductores	281
B.1	Estimación analítica de las pérdidas de potencia	282
B.2	Comportamiento térmico de los semiconductores de potencia . . .	284
B.3	Modelo térmico y de pérdidas	285
C	Modelado del sistema de propulsión del vehículo eléctrico	289

Lista de Figuras

1.1	Previsión del stock y ventas mundiales de vehículos eléctricos para 2025 y 2030 según el escenario de políticas declaradas (STEPS) y el de desarrollo sostenible (SDS).	8
1.2	Hitos que han acelerado la electrificación de los vehículos según analistas de Yole Développement.	9
1.3	Reducción de CO_2 frente al nivel de electrificación de los vehículos eléctricos en comparación con los vehículos de combustión.	10
1.4	Sistema de propulsión de las principales arquitecturas vehiculares.	12
1.5	Clasificación de las tecnologías vehiculares en función de la tecnología de propulsión y la fuente de energía.	12
1.6	Elementos involucrados en la propulsión de un vehículo eléctrico: sistema de recarga de la batería y tren de tracción del vehículo.	15
1.7	Proyección del precio medio del pack de baterías.	17
1.8	Ventajas e inconvenientes de aumentar la tensión de las baterías en los vehículos eléctricos.	18
1.9	Ejemplo de convertidor de potencia trifásico certificado para automoción: modelo <i>HybridPACK Drive</i> del fabricante Infineon.	22
1.10	Clasificación de las tecnologías de refrigeración de módulos de potencia para vehículos eléctricos.	24
1.11	Beneficios de los materiales <i>wide-bandgap</i> (WBG).	27
1.12	Previsión del mercado de <i>drives</i> en función de la tecnología según datos recientes de la empresa del sector automovilístico ZF.	28
1.13	Alternativas en el diseño del inversor del sistema de propulsión del vehículo eléctrico en función de los dispositivos o módulos de potencia empleados.	30
1.14	Problemática de la tensión de modo común (CMV) en un motor eléctrico.	35

1.15	Forma de onda de las tensiones que alimentan un motor cuando se conecta directamente a la red eléctrica o si se utiliza un convertidor de potencia.	36
1.16	Origen de la CMV en el vehículo eléctrico.	38
1.17	Daños producidos por la CMV en los motores eléctricos.	39
2.1	Fuentes de fallos en máquinas eléctricas por rango de potencia. . .	48
2.2	Resumen de los problemas producidos por la CMV en un sistema de propulsión.	49
2.3	Esquema eléctrico de un inversor de fuente de tensión (VSI) trifásico de dos niveles con carga conectada en estrella y su impedancia de modo común.	51
2.4	Tensiones sintetizadas por un VSI convencional al aplicar la modulación SV-PWM.	52
2.5	Transformación del diagrama tridimensional de las tensiones de salida del VSI convencional al diagrama bidimensional $\alpha\beta$	54
2.6	Representación vectorial de la técnica de modulación SV-PWM. . .	56
2.7	Estados de conmutación y niveles de la CMV asociados a la técnica de modulación SV-PWM.	57
2.8	Efecto de la tensión del bus DC en la forma de onda de la CMV. .	58
2.9	Efecto del índice de modulación en la forma de onda de la CMV. .	59
2.10	Efecto de la frecuencia de conmutación en la forma de onda de la CMV.	59
2.11	Efecto de la velocidad de conmutación en la forma de onda de la CMV.	60
2.12	Comparación del espectro de la CMV y de una aproximación analítica de su envolvente.	61
2.13	Representación de tres casos de estudio de la forma de onda de la CMV, en el dominio del tiempo, en el dominio de la frecuencia, y desde el punto de vista de la tensión y la corriente.	63
2.14	Figuras de mérito sobre la forma de onda de la CMV aplicando la técnica de modulación SV-PWM.	65
2.15	Identificación de fuentes de EMI en el sistema de propulsión de un vehículo eléctrico.	66
2.16	Daño que se produce por el efecto de las sobretensiones en el aislamiento del devanado del estátor.	67
2.17	Circuito eléctrico equivalente de los efectos parásitos de una máquina eléctrica, incluyendo sus capacidades parásitas y sus tensiones perjudiciales.	69
2.18	Rutas físicas a través de los rodamientos por donde circulan las corrientes de fuga.	70

2.19	Influencia de la velocidad del motor y la temperatura del rodamiento en las corrientes de fugas.	72
2.20	Soluciones correctivas orientadas a minimizar los efectos de la CMV.	74
2.21	Problemas que produce la CMV en el conjunto inversor-motor y sus principales soluciones.	78
3.1	Topologías de inversores de potencia más destacadas para la reducción de la CMV en sistemas de propulsión eléctricos.	84
3.2	Topologías de conversión de potencia multifase más utilizadas.	86
3.3	Emplazamiento de los vectores nulos (Z), pequeños (S), medianos (M) y grandes (L) para un inversor de cinco fases en los planos fundamental ($\alpha\beta$) y del tercer armónico (xy).	88
3.4	Espacio vectorial de un convertidor trifásico de cuatro ramas.	91
3.5	Representación de los dos planos $\alpha\beta$ en un inversor trifásico dual.	93
3.6	Espacio vectorial de un inversor trifásico con bobinados abiertos.	95
3.7	Evolución de las figuras de mérito de la CMV al variar el número de fases del convertidor.	98
3.8	Topologías de inversores multinivel convencionales para tres y cinco niveles (1).	101
3.9	Topologías de inversores multinivel convencionales para tres y cinco niveles (2).	102
3.10	Formas de onda de la tensión fase-tierra a la salida de un convertidor multinivel en función de su número de niveles.	107
3.11	Representación de los vectores de tensión multinivel en el espacio vectorial $\alpha\beta$	110
3.12	Topologías trifásicas de dos niveles con fuente de impedancia.	115
3.13	Topologías trifásicas de dos niveles con desacoplamiento DC.	117
3.14	Topologías trifásicas de dos niveles con desacoplamiento AC.	120
3.15	Topología de convertidor de potencia ZVR-D2.	122
3.16	Figuras de mérito de la CMV en las topologías trifásicas de dos niveles.	124
4.1	Diagrama de bloques de la modulación PWM basada en portadora.	132
4.2	Ejemplos de algunas de las técnicas de modulación basadas en portadora más utilizadas en los convertidores multinivel.	133
4.3	CMV generada mediante la modulación equivalente a SV-PWM basada en portadora.	134
4.4	Representación vectorial de la técnica 2L2M-SV-PWM para inversores de cinco fases.	136
4.5	Ejemplos de algunas de las técnicas de modulación basadas en SV que más se utilizan en los convertidores multinivel.	138

4.6	Representación vectorial de la técnica NTV-SV-PWM para inversores de tres niveles.	140
4.7	Representación vectorial de las técnicas D-PWM y MD-PWM para inversores trifásicos de dos niveles.	142
4.8	Representación vectorial de la técnica 4L-D-PWM para inversores de cinco fases.	143
4.9	Representación vectorial de la técnica D-PWM para inversores de tres niveles.	144
4.10	Representación vectorial de la técnica AZS-PWM para inversores trifásicos de dos niveles.	146
4.11	Variantes de la técnica AZS-PWM en función de las combinaciones de vectores activos que pueden remplazar a los vectores nulos.	147
4.12	Representación vectorial de la técnica 2L2M-AZS-PWM para inversores de cinco fases.	148
4.13	Representación vectorial de la técnica 4L-AZS-PWM para inversores de cinco fases.	149
4.14	Representación vectorial de la técnica AZS-PWM para inversores de tres niveles.	150
4.15	Representación vectorial de la técnica RS-PWM para inversores trifásicos de dos niveles.	151
4.16	Representación vectorial de la técnica 5L-RS-PWM para inversores de cinco fases.	153
4.17	Representación vectorial de la técnica RS-PWM para inversores de tres niveles.	154
4.18	Representación vectorial de la técnica NS-PWM para inversores trifásicos de dos niveles.	156
4.19	Representación vectorial de la técnica 5L-NS-PWM para inversores de cinco fases.	157
4.20	Representación vectorial de la técnica NS-PWM para inversores de tres niveles.	158
4.21	Representación vectorial de la técnica CCMV-PWM para inversores trifásicos de dos niveles.	160
4.22	Representación vectorial de la técnica 2L4M-Hybrid-PWM para inversores de cinco fases.	161
4.23	Representación vectorial de la técnica ZCMV-PWM para inversores de tres niveles.	162
4.24	Modelos predictivos y funciones de coste en técnicas de modulación para la reducción de la CMV.	164
5.1	Circulación de la corriente durante la aplicación de algunos vectores activos y nulos en la topología ZVR-D2.	176

5.2	Representación de las corrientes y tensiones de los dispositivos conectados a la fase A del convertidor ZVR-D2 durante la aplicación de los vectores \mathbf{V}_{0^*} y \mathbf{V}_3	179
5.3	Representación de las corrientes y tensiones de los dispositivos conectados a la fase A del convertidor ZVR-D2 durante la aplicación de los vectores \mathbf{V}_2 y \mathbf{V}_{7^*}	180
5.4	Corrientes y tensiones de los dispositivos conectados a la fase A del convertidor ZVR-D2 durante la aplicación de la secuencia de vectores del sector 2 de la técnica SV-PWM.	181
5.5	Corrientes y tensiones de los <i>switches</i> de desacoplamiento y los diodos de <i>clamping</i> durante la aplicación de la secuencia de vectores del sector 2 de la técnica SV-PWM.	182
5.6	Incremento de las pérdidas de potencia de conducción, conmutación y totales cuando se compara el convertidor ZVR-D2 con el VSI convencional.	184
5.7	Dinámica de la temperatura de los distintos tipos de dispositivos que incorpora el convertidor ZVR-D2.	187
5.8	Rizado de la tensión de los condensadores del bus DC del convertidor ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas.	191
5.9	Rizado de la corriente de los condensadores del bus DC del convertidor ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas.	192
5.10	Error producido al generar la tensión de referencia mediante los vectores de tensión disponibles en SV-PWM.	193
5.11	Rizado de la corriente a la salida del convertidor ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas.	194
5.12	Ejemplo de distorsión de la corriente en la carga cuando se acercan los armónicos de la frecuencia de conmutación a la componente fundamental.	195
5.13	Distorsión armónica total de la corriente de salida en el convertidor ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas.	196
5.14	Eficiencia del convertidor ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas.	197
5.15	Pérdidas de conducción y conmutación del convertidor ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas.	198
5.16	Forma de onda de la CMV en la topología ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas.	200
5.17	Figuras de mérito de la CMV obtenidas mediante simulación sobre la topología ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas (1).	201

5.18	Figuras de mérito de la CMV obtenidas mediante simulación sobre la topología ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas (2).	202
5.19	Patrón de conmutación y CMV en los sectores 1 y 2 de las técnicas D-PWM y MD-PWM para las topologías VSI y ZVR-D2.	204
5.20	Espacio vectorial de la técnica de modulación HCCMV-PWM.	205
5.21	Eficiencia y distribución de las pérdidas de potencia para las topologías analizadas.	207
5.22	CMV y su espectro para las topologías con desacoplamiento DC y AC analizadas.	208
5.23	Figura de mérito general para la reducción de la CMV ($v_{CM_{fom}}$) en las topologías de convertidor analizadas.	209
5.24	Figuras de mérito de la CMV sobre cada topología de convertidor modulándose con SV-PWM obtenidas mediante simulación.	210
5.25	Distorsión armónica de la corriente para cada combinación de convertidor y modulación analizada.	212
5.26	Eficiencia y distribución de las pérdidas de potencia para cada combinación de convertidor y modulación analizada.	213
5.27	Figuras de mérito de la CMV, obtenidas mediante simulación, para cada combinación de convertidor y modulación analizada.	214
5.28	Figura de mérito general para la reducción de la CMV ($v_{CM_{fom}}$) para cada combinación de convertidor y técnica de modulación analizada.	215
6.1	Vista explosionada del prototipo de convertidor ZVR-D2.	223
6.2	Módulo de potencia y sistema de refrigeración del <i>HybridKIT Drive</i> de Infineon.	225
6.3	Bus DC equilibrado y condensador del <i>HybridKIT Drive</i> de Infineon.	226
6.4	Circuito equivalente del bus DC del convertidor ZVR-D2.	227
6.5	Tarjeta de <i>drivers</i> del <i>HybridKIT Drive</i> de Infineon y tarjeta de adaptación de señales para transmisión por fibra óptica.	228
6.6	Diagrama de bloques general de la tarjeta de <i>drivers</i> .	229
6.7	Hardware adicional del convertidor ZVR-D2 para la reducción de la CMV.	231
6.8	Dispositivo digital de altas prestaciones OPAL-RT OP4510.	232
6.9	Modalidades de simulación y utilización de los recursos del dispositivo digital OP4510 de OPAL-RT.	234
6.10	Representación simplificada de la topología ZVR-D2 para determinar a donde se debe conectar cada diodo de <i>clamping</i> .	236

6.11	Representación de las dos alternativas de conexión de los diodos de <i>clamping</i> en el convertidor ZVR-D2 y las secuencias de vectores posibles de cada alternativa.	241
6.12	Problemática en la conexión de los diodos de <i>clamping</i> debido a la polarización simultánea de dichos diodos.	242
6.13	Diagrama de bloques de la bancada.	243
6.14	Corrientes de cada fase y tensión en el punto neutro del convertidor ZVR-D2 modulado con SV-PWM y CCMV-PWM.	244
6.15	Corrientes de cada fase y tensión en el punto neutro del convertidor ZVR-D2 modulado con SV-PWM (m) y CCMV-PWM (m).	245
6.16	Tensiones fase-tierra y CMV del convertidor ZVR-D2 modulado con SV-PWM y CCMV-PWM.	246
6.17	Tensiones fase-tierra y CMV del convertidor ZVR-D2 modulado con SV-PWM (m) y CCMV-PWM (m).	247
6.18	Perfiles del par, la velocidad y las corrientes del motor para el ciclo de conducción urbano, obtenidos modulando el convertidor ZVR-D2 con la técnica HCCMV-PWM-b.	250
6.19	Índice de modulación en amplitud, eficiencia y pérdidas de energía del convertidor ZVR-D2 durante el ciclo de conducción urbano.	251
6.20	Perfiles del par, la velocidad y las corrientes del motor para el ciclo de conducción rural, obtenidos modulando el convertidor ZVR-D2 con la técnica HCCMV-PWM-a.	253
6.21	Índice de modulación en amplitud, eficiencia y pérdidas de energía del convertidor ZVR-D2 durante el ciclo de conducción rural.	254
A.1	Sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados a la red.	278
A.2	Principales topologías monofásicas con desacoplamiento para aplicaciones fotovoltaicas sin transformador.	280
B.1	Modelo de simulación térmico y de pérdidas en MATLAB/Simulink.	286
C.1	Cronología de los ciclos de conducción empleados para fines de certificación de emisiones en Europa, EEUU y Japón.	290
C.2	Perfiles de velocidad y aceleración para el ciclo de conducción Fleet-BEV urbano.	292
C.3	Perfiles de velocidad y aceleración para el ciclo de conducción Fleet-BEV extraurbano.	292
C.4	Diagrama general del control FOC junto con el algoritmo de debilitamiento de campo.	294
C.5	Curvas par/velocidad y potencia/velocidad de un motor eléctrico.	295
C.6	Diagrama de la plataforma de simulación utilizada.	295

Lista de Tablas

1.1	Características de algunos vehículos eléctricos comerciales, tanto generales como del motor y de las baterías (1).	13
1.2	Características de algunos vehículos eléctricos comerciales, tanto generales como del motor y de las baterías (2).	14
1.3	Evolución tecnológica de las baterías desde el 2020 hasta el 2030.	17
1.4	Comparativa de las características principales de las máquinas eléctricas más comunes utilizadas en los vehículos eléctricos.	20
1.5	Módulos de potencia o dispositivos discretos que componen los inversores de algunos vehículos comerciales.	29
2.1	Energía de los armónicos de la CMV normalizada y de la corriente de fugas para los tres casos de estudio de la figura 2.13.	64
2.2	Influencia del tamaño del motor en las corrientes que circulan a través de los rodamientos.	71
3.1	CMV del convertidor VSI tradicional según los estados de conmutación y los vectores asociados a la modulación SV-PWM.	82
3.2	Niveles de CMV en un inversor de cinco fases en función del vector aplicado.	89
3.3	Niveles de CMV en un inversor trifásico de cuatro ramas en función del vector aplicado.	91
3.4	Niveles de CMV de un convertidor trifásico dual en función del nivel de tensión que se obtiene por cada fase.	93
3.5	Niveles de CMV de un inversor trifásico con bobinados abiertos en función del nivel de tensión que se obtiene por cada fase.	96
3.6	Resumen de los inversores multifase y su relación con la CMV.	99
3.7	Estados de conmutación de los dispositivos de una fase de los principales convertidores multinivel y sus correspondientes valores de tensión fase-tierra.	108

3.8	Valores de la CMV que se producen con cada vector de tensión en los convertidores multinivel de tres y cinco niveles.	111
3.9	Resumen de los inversores multinivel y su relación con la CMV. . .	112
3.10	Resumen de las principales topologías trifásicas de dos niveles para la reducción de la CMV.	125
4.1	Resumen de las técnicas PWM que reducen la CMV en el VSI en comparación con la técnica SV-PWM tradicional.	165
4.2	Resumen de algunas de las técnicas de modulación más importantes que reducen la CMV en los inversores multifase y multinivel. .	166
5.1	Ejemplos numéricos de la relación entre frecuencia eléctrica y mecánica de la máquina eléctrica, la frecuencia de conmutación del convertidor y el índice de modulación en frecuencia asociado. .	173
5.2	Principales parámetros utilizados para simular los convertidores de potencia y las técnicas de modulación analizadas.	174
5.3	Vectores de tensión, estados de conmutación y niveles de CMV para las topologías VSI y ZVR-D2.	177
5.4	Distribución de pérdidas por dispositivo en función del modelo de pérdidas del dispositivo en las topologías VSI y ZVR-D2.	185
5.5	Rangos lineales de las distintas técnicas de modulación analizadas en función de si se escalan respecto a S-PWM o SV-PWM.	188
5.6	Resumen de los resultados obtenidos para la topología ZVR-D2 con varias técnicas de modulación.	189
6.1	Principales componentes del prototipo de convertidor ZVR-D2. . .	222
6.2	Análisis teórico del conexionado de los diodos de <i>clamping</i> del convertidor ZVR-D2.	239
6.3	Resultados de eficiencia y CMV durante los ciclos de conducción urbano y rural.	249
7.1	Relación de las publicaciones extraídas de esta tesis doctoral con los capítulos del documento.	268
A.1	Topologías monofásicas sin aislamiento utilizadas en aplicaciones fotovoltaicas.	279
B.1	Parámetros del modelo térmico de los dispositivos AUIR y SCT. .	287
C.1	Parámetros principales de la plataforma de simulación utilizada. .	296

Lista de Acrónimos

AC	<i>Alternating current</i>
ADC	<i>Analog to digital converter</i>
Al-Caps	Condensadores electrolíticos de aluminio
AUIR	Nombre abreviado del dispositivo AUIRGPS4067D1
AZS-PWM	<i>Active zero-state PWM</i>

BEV	<i>Battery electric vehicle</i>
-----	---------------------------------

CAGR	<i>Compound annual growth rate</i>
CB	<i>Carrier-based</i>
CCMV-PWM	<i>Constant common-mode voltage PWM</i>
CMC	<i>Common-mode current</i>
CMV	<i>Common-mode voltage</i>
CSIMs	<i>Compound-structure integrated machines</i>
CTE	<i>Coefficient of thermal expansion</i>

DBC	<i>Direct bonded copper</i>
DC	<i>Direct current</i>
DC/DC	Convertidor de DC a DC
D-PWM	<i>Discontinuous PWM</i>

ECU	<i>Electronic control unit</i>
EDM	<i>Electric discharge machining</i>
EMC	<i>Electromagnetic compatibility</i>
EMI	<i>Electromagnetic interferences</i>
EV	<i>Electric vehicle</i>

FCEV	<i>Fuel-cell electric vehicle</i>
FCHEV	<i>Fuel-cell hybrid electric vehicle</i>
FFT	<i>Fast fourier transform</i>
FPGA	<i>Field programmable gate array</i>

HCCMV-PWM	Híbrida CCMV-PWM (estrategia de modulación propuesta)
-----------	-------------------------------------------------------

HBZVR	<i>H-bridge zero-voltage rectifier</i>
HERIC	<i>High efficient and reliable inverter concept</i>
HEV	<i>Hybrid electric vehicle</i>
HiL	<i>Hardware-in-the-loop</i>
HSEM	<i>High speed electric machine</i>
HVDC	<i>High voltage direct current</i>
H7	Inversor con un <i>switch</i> adicional
H7D1	Inversor con un <i>switch</i> adicional y un diodo de <i>clamping</i>
H7z	Inversor con un <i>switch</i> adicional y un Zener
H8	Inversor con dos <i>switches</i> adicionales
H8D2	Inversor con dos <i>switches</i> adicionales y dos diodos de <i>clamping</i>
H8z	Inversor con dos <i>switches</i> adicionales y dos Zener
ICE	<i>Internal combustion engine</i>
IEA	<i>International Energy Agency</i>
IGBT	<i>Insulated gate bipolar transistor</i>
IM	<i>Induction machine</i>
LCA	<i>Life-cycle assessment</i>
LCV	<i>Light commercial vehicle</i>
MBD	<i>Model-based design</i>
MD-PWM	<i>Modified discontinuous PWM</i>
MHEV	<i>Mild-hybrid electric vehicle</i>
MiL	<i>Model-in-the-loop</i>
MLC-Caps	Condensadores cerámicos multicapa
MOSFET	<i>Metal oxide semiconductor field effect transistor</i>
MPPF-Caps	Condensadores metalizados de película de polipropileno
MRS-PWM	<i>Modified RS-PWM</i>
NEDC	<i>New european driving cycle</i>
NS-PWM	<i>Near-state PWM</i>
NST	<i>Non-shoot-through</i>
OEM	<i>Original equipment manufacturer</i>
oH7	Inversor H7 con <i>switch</i> adicional de <i>clamping</i>
PCB	<i>Printed circuit board</i>
PHEV	<i>Plug-in hybrid electric vehicle</i>
PLDV	<i>Passenger light duty vehicle</i>
PMa-SynRM	<i>Permanent magnet assisted synchronous reluctance machine</i>
PMSM	<i>Permanent magnet synchronous machine</i>
PWM	<i>Pulse-width modulation</i>

Q-ZSI	<i>Quasi-Z-source inverter</i>
RCMV-PWM	<i>Reduced common-mode voltage PWM</i>
RCP	<i>Rapid control prototyping</i>
RL	Rango lineal de la modulación
RS-PWM	<i>Remote-state PWM</i>
SDS	<i>Sustainable development scenario</i>
SGR	<i>Shaft grounding ring</i>
SiL	<i>Simulation-in-the-loop</i>
SoC	<i>System on chip</i>
S-PWM	<i>Sinusoidal PWM</i>
SRM	<i>Switched reluctance machine</i>
ST	<i>Shoot-through</i>
SCT	Nombre abreviado del dispositivo SCTW100N65G2AG
SPI	<i>Serial peripheral interface</i>
STEPS	<i>Stated policy scenario</i>
SV	<i>Space-vector</i>
SV-PWM	<i>Space-vector PWM</i>
TtR	<i>Through the road</i>
VSI	<i>Voltage-source inverter</i>
VSIZVR	<i>Voltage-source inverter zero-voltage rectifier</i>
VSIZVR-D1	VSIZVR con un diodo de <i>clamping</i>
VSIZVR-D2	VSIZVR con dos diodos de <i>clamping</i>
WBG	<i>Wide-bandgap</i>
WLTP	<i>World harmonized light-duty vehicle test procedure</i>
ZCMV-PWM	<i>Zero CMV PWM</i>
ZSI	<i>Z-Source inverter</i>
ZVR-D2	Nombre abreviado del convertidor VSIZVR-D2

Lista de Símbolos

B	Factor <i>Boost</i> (-)
C_b	Capacidad en el rodamiento de un motor (F)
C_{DC}	Capacidad del condensador del bus DC (F)
C_i	Condensador i
C_{rf}	Capacidad entre el rotor y la carcasa del motor (F)
C_{wf}	Capacidad entre el bobinado y la carcasa del motor (F)
C_{wr}	Capacidad entre el bobinado y el rotor del motor (F)
Cx	Solución correctiva x
D	Ciclo de trabajo (-)
D_i	Diodo i
E_{OFF}	Energía de apagado de un dispositivo (J)
E_{ON}	Energía de encendido de un dispositivo (J)
ESL	Inductancia parásita serie de un condensador (H)
ESR	Resistencia parásita serie de un condensador (Ω)
f_m	Frecuencia fundamental / frecuencia eléctrica de un motor (Hz)
f_{mech}	Frecuencia de rotación de un motor eléctrico (Hz)
f_s	Frecuencia de muestreo (Hz)
f_{sw}	Frecuencia de conmutación (Hz)
GaN	Nitruro de galio
I_0	Amplitud máxima de la corriente en la carga (A_p)
i_b	Corriente a través del rodamiento de un motor (A)
i_C	Corriente que circula por un condensador (A)
i_c	Corriente de colector de un IGBT (A)
$I_{C,nom}$	Corriente nominal de un IGBT (A)
$I_{C,max}$	Corriente máxima de un IGBT (A)
$I_{D,nom}$	Corriente nominal de un MOSFET (A)
$I_{D,max}$	Corriente máxima de un MOSFET (A)
i_{DC}	Corriente de entrada al inversor (A)

I_{DC}	Corriente continua de entrada al inversor (A)
$I_{F,max}$	Corriente máxima de un diodo (A)
L_i	Bobina i
L_{load}	Inductancia de la carga (H)
M_a	Índice de modulación en amplitud (-)
M_f	Índice de modulación en frecuencia (-)
N	Punto neutro
N_L	Número de valores diferentes de la CMV cada T_{sw} (-)
$N_{L,avg}$	Valor medio de N_L (-)
N_T	Número de cambios del valor de la CMV cada T_{sw} (-)
$N_{T,avg}$	Valor medio de N_T (-)
P	Número de pares de polos de un motor (-)
P_{cond}	Pérdidas de conducción (W)
$P_{cond,D}$	Pérdidas de conducción de un diodo (W)
$P_{cond,Q}$	Pérdidas de conducción de un IGBT o MOSFET (W)
P_{mech}	Potencia mecánica de un motor eléctrico (W)
P_{sw}	Pérdidas de conmutación (W)
$P_{sw,D}$	Pérdidas de conmutación de un diodo (W)
$P_{sw,Q}$	Pérdidas de conmutación de un IGBT o MOSFET (W)
P_{tot}	Pérdidas totales (W)
P_x	Solución preventiva x
$R_{DS,on}$	Resistencia en conducción de un MOSFET (Ω)
R_{Df}	Resistencia equivalente de cada diodo de <i>clamping</i> del convertidor ZVR-D2 (Ω)
R_{Dr}	Resistencia equivalente de cada diodo del puente rectificador del convertidor ZVR-D2 (Ω)
R_F	Resistencia de conducción de un diodo (Ω)
R_g	Resistencia de puerta (Ω)
R_{goff}	Resistencia de puerta para el apagado (Ω)
R_{gon}	Resistencia de puerta para el encendido (Ω)
R_{load}	Resistencia de la carga (Ω)
r_{pp}	Rizado normalizado de la tensión del bus DC (V_{pp})
R_s	Tasa de transmisión (Bd)
R_{SW}	Resistencia equivalente de cada <i>switch</i> de desacoplamiento del convertidor ZVR-D2 (Ω)
R_{thJC}	Resistencia térmica entre encapsulado y unión ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
R_{thJF}	Resistencia térmica entre líquido refrigerante y unión ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
R_x	Recepción de señales
Si	Silicio
SiC	Carburo de silicio

SW_{xi}	Dispositivo i de la fase x
\overline{SW}_{xi}	Dispositivo complementario al i de la fase x
SW_{ACi}	<i>Switch</i> i de desacoplamiento AC
SW_{DCi}	<i>Switch</i> i de desacoplamiento AC

T_{em}	Par electromagnético de un motor eléctrico (-)
T_c	Temperatura en el encapsulado de los semiconductores ($^{\circ}\text{C}$)
t_f	Tiempo de bajada en la conmutación de un transistor (s)
THD_i	Distorsión armónica total de la corriente de salida (%)
t_i	Tiempo de aplicación del vector i (s)
T_j	Temperatura en la unión de los semiconductores ($^{\circ}\text{C}$)
T_{mod}	Periodo de modulación (s)
t_r	Tiempo de subida en la conmutación de un transistor (s)
T_{sw}	Periodo de conmutación (s)
T_x	Transmisión de señales

v_b	Tensión en el rodamiento de un motor eléctrico (V)
V_{cc}	Tensión de alimentación (V)
v_{ce}	Tensión colector-emisor de un IGBT (V)
$V_{CES,max}$	Tensión máxima de bloqueo de un IGBT (V)
$V_{CE,on}$	Tensión habitual de conducción de un IGBT (V)
v_{CM}	Tensión de modo común (CMV) (V)
V_{Df}	Tensión de codo de cada diodo de <i>clamping</i> del convertidor ZVR-D2 (V)
V_{Df}	Tensión de codo de cada diodo del puente rectificador del convertidor ZVR-D2 (V)
$v_{CM_{fom}}$	Figura de mérito general para la reducción de la CMV
$ v_{CM_{avg}} $	Valor medio de la CMV normalizado a V_{DC} (V)
$v_{CM_{rms}}$	Valor eficaz de la CMV normalizado a V_{DC} (V)
$V_{D,max}$	Tensión máxima de un diodo (V)
V_{DC}	Tensión del bus DC (V)
$V_{DC,max}$	Tensión máxima del condensador del bus DC (V)
v_{ds}	Tensión drenador-fuente de un MOSFET (V)
$V_{DS,max}$	Tensión máxima de bloqueo de un MOSFET (V)
$V_{DS,on}$	Tensión habitual de conducción de un MOSFET (V)
V_F	Tensión de conducción de un diodo (V)
\mathbf{V}_i	Vector de tensión i (V)
v_{N0}	Tensión del neutro de un motor a “tierra” (V)
V_{off}	Tensión de apagado del driver (V)
V_{on}	Tensión de encendido del driver (V)
\mathbf{V}_{ref}	Vector de tensión de referencia (V)
v_{sh}	Tensión en el eje de un motor eléctrico (V)

V_{xy}	Tensión entre los puntos x e y (V)
V_{x0}	Tensión entre el punto x y “tierra” (V)
V_{xN}	Tensión entre el punto x y el neutro (V)
v_x^*	Tensión de referencia de la fase x (V)
w_{pp}	Rizado normalizado de la corriente en la carga (A_{pp})
Z_{iN}	Impedancia de la fase i (Ω)
Z_{N0}	Impedancia del neutro del motor a “tierra” (Ω)
η	Eficiencia del convertidor (%)
θ	Posición del vector de referencia ($^\circ$)
φ	Ángulo del factor de potencia ($^\circ$)
ω_e	Velocidad eléctrica de un motor eléctrico (rpm)
ω_{mech}	Velocidad de rotación de un motor eléctrico (rpm)
Δ_P	Valor pico a pico de la CMV (relativo a V_{DC}) (-)
$\Delta_{P,avg}$	Valor medio de Δ_P (-)
Δ_S	Altura del escalón más grande de la CMV (relativo a V_{DC}) (-)
$\Delta_{S,avg}$	Valor medio de Δ_S (-)
Δv_{DC}	Rizado de la tensión del bus DC (V_{pp})
Δi_{DC}	Rizado de la corriente del bus DC (A_{rms})
Δi_{out}	Rizado de la corriente en la carga (A_{pp})
\textcircled{m}	Modo de operación específico del convertidor ZVR-D2

Parte I

La industria de la automoción y el vehículo eléctrico: contexto de la tesis

Capítulo 1

Introducción

1.1 Contexto de la línea de investigación

El trabajo de investigación que ha dado como resultado esta 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 (SoC)**, la cual se orienta al desarrollo de sistemas digitales optimizados para lógica reconfigurable. Para ello se emplean FPGAs de nueva generación y de alta capacidad con el fin de integrar estos sistemas en un único circuito integrado. Además, con el objetivo de contribuir a la mejora de los niveles de seguridad y fiabilidad en los sistemas electrónicos, las técnicas de reconfiguración parcial y las técnicas de tolerancia a fallos son objeto de investigación. Por último, también existe una sublínea de investigación basada en los circuitos digitales de comunicación para la industria 4.0.
- **Circuitos de potencia y control para convertidores de energía**, la cual está orientada al diseño y estudio de convertidores de potencia para la generación, conversión, almacenamiento y transmisión de energía eléctrica. En sus inicios, en esta línea se trabajó con topologías de convertidores novedosas como los convertidores matriciales y en distintos aspectos del aprovechamiento de fuentes de energías renovables como la energía minieólica, el

control de microredes eléctricas, así como en la transmisión y distribución en corriente continua. Estas actividades fueron evolucionando para converger en lo que es, en estos momentos, la línea de investigación principal: la electrónica para el sistema de propulsión del vehículo eléctrico.

En esta última, en la que se enmarca la actividad investigadora de la presente tesis, se desarrollan mejoras en las prestaciones (en términos de rendimiento, fiabilidad, densidad de potencia, calidad de las señales sintetizadas, etc.) de los convertidores de potencia utilizados en el sistema de propulsión del vehículo eléctrico. Además de otros aspectos, son objeto de investigación las técnicas de diseño optimizado de los convertidores de potencia, los circuitos de disparo de los semiconductores, las topologías avanzadas de convertidores de potencia, así como sus técnicas de control, modulación y refrigeración. Todo ello unido al uso de semiconductores de banda ancha (WBG, *wide-bandgap*) con el fin de explotar el elevado potencial de estos dispositivos.

Además, y en consonancia con esta última línea de investigación, las tareas realizadas dentro de la actividad investigadora de la presente tesis han contribuido al desarrollo de los siguientes proyectos:

□ **Diseño y desarrollo de módulos de potencia integrados (POWINMOD).**

Referencia:	Art. 83 LOU - programa ETORGAI				
Empresa financiadora:	Fagor Electrónica S. Coop.				
Entidades participantes:	Universidad del País Vasco (UPV/EHU)				
Duración, desde:	Diciembre 2015	hasta:	Mayo 2018	Cuantía:	241.998 €
Investigador principal:	Jon Andreu Larrañaga			Número de investigadores:	7

El objetivo principal de este proyecto ha sido diseñar, fabricar y testear módulos de potencia. Dichos módulos debían incorporar una funcionalidad eléctrica y, además, proporcionar inherentemente una solución a sus aspectos térmicos, mecánicos, electromagnéticos y de seguridad, facilitando su montaje y uso final por los clientes.

Algunos de los puntos en común entre este proyecto y la presente tesis han sido la revisión de los conceptos de diseño asociados al bus de continua y el desarrollo de tarjetas de adaptación para controlar las señales de disparo de los dispositivos semiconductores.

□ **Desarrollo de Tecnologías Fotovoltaicas Avanzadas (ENSOL).**

Referencia:	KK-2018/00040 - programa ELKARTEK				
Entidad financiadora:	Eusko Jaularitza/Gobierno Vasco				
Entidades participantes:	TECNALIA (líder del consorcio), KONIKER, MU-EPS, TIM (UPV/EHU) y APERT (UPV/EHU)				
Duración, desde:	Enero 2018	hasta:	Diciembre 2019	Cuantía:	95.843 €
Investigador principal:	Jon Andreu Larrañaga			Número de investigadores:	14 (en APERT)

La labor del grupo de investigación APERT en este proyecto ha sido identificar soluciones avanzadas de convertidores de potencia que se ajusten a las necesidades de la aplicación solar fotovoltaica. Para ello, se han analizado las distintas alternativas de topologías de conversión, el diseño de módulos de potencia de semiconductores WBG, las tecnologías de disparo de estos semiconductores, así como la refrigeración de los convertidores de potencia.

La presente tesis ha contribuido en este proyecto a través del estudio de distintas topologías de convertidores de potencia que reduzcan los problemas derivados de la tensión de modo común en las aplicaciones fotovoltaicas.

□ **Desarrollo de Tecnologías Fotovoltaicas Avanzadas (ENSOL 2).**

Referencia:	KK-2020/00077 - programa ELKARTEK				
Entidad financiadora:	Eusko Jaularitza/Gobierno Vasco				
Entidades participantes:	TECNALIA (líder del consorcio), KONIKER, MU-EPS, TIM (UPV/EHU) y APERT (UPV/EHU)				
Duración, desde:	Enero 2020	hasta:	Diciembre 2021	Cuantía:	106.320 €
Investigador principal:	Jon Andreu Larrañaga			Número de investigadores:	11 (en APERT)

En línea con el trabajo comenzado en el proyecto ENSOL (Elkartek 2018-2019), se plantea dar continuidad a la investigación llevada a cabo en dicho proyecto. En este nuevo proyecto, denominado ENSOL 2, la labor del grupo de investigación APERT está relacionada con el estado de las tecnologías de conversión de potencia para grandes plantas fotovoltaicas y sistemas fotovoltaicos de alto valor añadido.

El convertidor de potencia que se propone en la presente tesis es totalmente válido para utilizarse en los sistemas fotovoltaicos citados anteriormente y, al igual que en el proyecto ENSOL, resolver algunos de los problemas de fiabilidad a los que se enfrentan los paneles solares, tales como la tensión de modo común.

□ **Sistema de propulsión multifase con convertidor de banda ancha para aplicaciones de vehículo eléctrico (MULTIPHASE-WBG).**

Referencia:	PID2020-115126RB-I00			
Entidad financiadora:	Ministerio de Ciencia e Innovación (Programa Estatal de I+D+i Orientada a los Retos de la Sociedad)			
Entidades participantes:	Universidad del País Vasco (UPV/EHU)			
Duración, desde:	Septiembre 2021	hasta:	Agosto 2024	Cuantía: 118.338 €
Investigador principal:	Jon Andreu Larrañaga, Iñigo Kortabarria Iparragirre		Número de investigadores:	10

El objetivo principal de este proyecto es el desarrollo integral de un accionamiento de motor que incorpore tanto convertidores de potencia basados en la tecnología de carburo de silicio (*SiC*) como máquinas de reluctancia síncrona asistida por imanes permanentes (P_{Ma}-SynRM), multifase, libres de tierras raras y tolerantes a fallos. Este tipo de accionamiento de motor proveerá a los futuros vehículos eléctricos una mayor densidad de potencia, mayor eficiencia, capacidad de operación a altas frecuencias de conmutación y operación tolerante a fallos.

Esta tesis ha contribuido a este proyecto a través de la identificación de las topologías de convertidor de potencia multifase más relevantes que se puedan incluir en el sistema de propulsión de los vehículos eléctricos de próxima generación. Además, se han revisado las técnicas de modulación para estos convertidores y su relación con la tensión de modo común.

Una vez enmarcada la línea de investigación dentro del grupo APERT, a continuación se explica con mayor detalle por qué surge la necesidad de llevar a cabo este trabajo de investigación, situando el convertidor de potencia y la problemática de la tensión de modo común en el contexto de los vehículos eléctricos.

1.2 Introducción a la temática de la tesis: el vehículo eléctrico

Las emisiones de gases de efecto invernadero, la escasez de combustibles fósiles, así como la volatilidad de los precios de estos combustibles, han puesto el foco de la comunidad científica, la industria y la sociedad en el vehículo eléctrico. En lo que respecta a la Comisión Europea, ésta se ha propuesto lograr una economía con cero emisiones netas de gases de efecto invernadero, de forma que la Unión Europea llegue a ser climáticamente neutra para el año 2050 [1]. Este objetivo es el principal punto del Pacto Verde Europeo, el cual está en consonancia con el

Acuerdo de París, y tiene como propósito limitar el incremento del calentamiento global promedio en 1,5 °C [1]. Para ello, los vehículos eléctricos desempeñan un papel fundamental, ya que el transporte es uno de los sectores que más contribuye a las emisiones de gases de efecto invernadero¹. Por lo tanto, para reducir las emisiones de CO_2 se han ido promoviendo, además de ciertas políticas y regulaciones, varias iniciativas y campañas que aceleren la introducción y adopción de vehículos eléctricos en todo el mundo. Algunas de ellas son, entre otras, la campaña *EV30@30* [4], el programa *EV100* [5], el programa *Drive to Zero* [6], o el programa de movilidad eléctrica global *GEF-7* [7].

Todos los datos conducen a la misma conclusión. Los vehículos eléctricos deben reemplazar a los vehículos de combustión durante los próximos años. A nivel nacional se pretende que, para el 2050, todos los vehículos nuevos que circulen por calles y carreteras españolas sean de cero emisiones [8]. Del mismo modo, el mercado de vehículos eléctricos a nivel mundial está batiendo continuamente nuevos récords. De hecho, la Agencia Internacional de Energía (IEA, *International Energy Agency*) afirma que las ventas a nivel mundial superaron los 2,1 millones en 2019 [9], lo que significa un aumento del stock de vehículos híbridos y eléctricos de hasta 7,2 millones de unidades (un 40 % más que el año anterior). Del mismo modo, la IEA estima que, si se lleva a cabo el escenario de políticas declaradas (*STEPS, stated policy scenario*), el stock mundial de vehículos eléctricos puede llegar a 140 millones para 2030 y, si se implementa un escenario más ambicioso de desarrollo sostenible (*SDS, sustainable development scenario*), puede alcanzar los 245 millones (figura 1.1) [9].

En las últimas décadas, se esperaba que la transición a vehículos totalmente eléctricos experimentase un incremento lento. Esto se debía, principalmente, al elevado precio de las baterías y a la falta de autonomía que éstas proporcionaban a los vehículos. Sin embargo, se está observando un despliegue acelerado de vehículos eléctricos debido a que, entre otros muchos factores, las tecnologías de baterías mejoran rápidamente y su precio de fabricación se ha reducido. Además, la crisis sanitaria derivada de la COVID-19 también ha acelerado la electrificación de los vehículos. Se ha observado que la irrupción de las medidas de reducción de movilidad y confinamiento en todo el mundo han permitido reducir la contaminación gracias a la reducción de emisiones de CO_2 . Todos estos hechos, además de otros, aceleran la electrificación de los vehículos, lo cual es mostrado por la consultora Yole Développement en sus análisis (figura 1.2). De hecho, según el informe *Power Electronics for E-Mobility 2021* desarrollado por analistas de Yole Développement, el mercado de los vehículos eléctricos superará los 41 millones

¹En el año 2017 el sector del transporte representaba, aproximadamente, el 27 % del total de las emisiones [2]. Además, cerca del 75 % de ese porcentaje pertenecía al transporte por carretera [3].

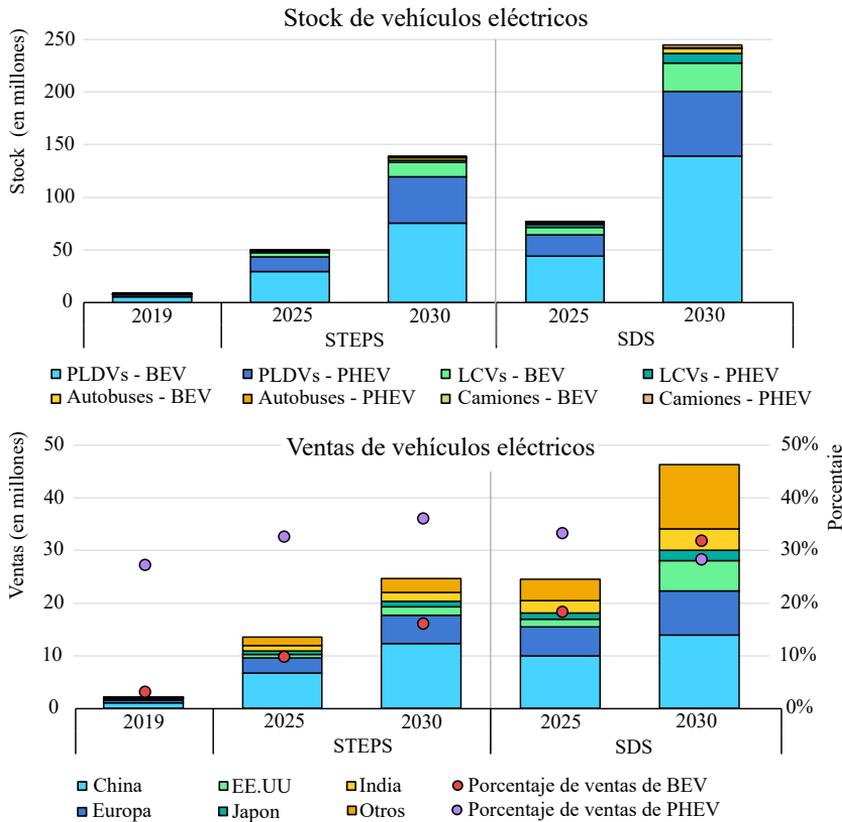


Figura 1.1: Previsión del stock y ventas mundiales de vehículos eléctricos para 2025 y 2030 según el escenario de políticas declaradas (STEPS) y el de desarrollo sostenible (SDS) [9].

de unidades en 2026 y experimentará una tasa de crecimiento anual compuesta (*CAGR*, *compound annual growth rate*) entre 2020 y 2026 ($CAGR_{2020-2026}$) del 35% [10].

Sin embargo, y a pesar de cualquier predicción, el potencial de los vehículos eléctricos para reducir la huella de carbono ha generado un gran debate en los últimos años. Hay que tener en cuenta que, aunque los vehículos eléctricos son mucho más eficientes que los que tienen motores de combustión interna, en la actualidad parte de la energía eléctrica necesaria para la recarga de los vehículos eléctricos se produce a partir de combustibles fósiles, sin olvidar que la fabricación de baterías supone una gran penalización desde el punto de vista energético.

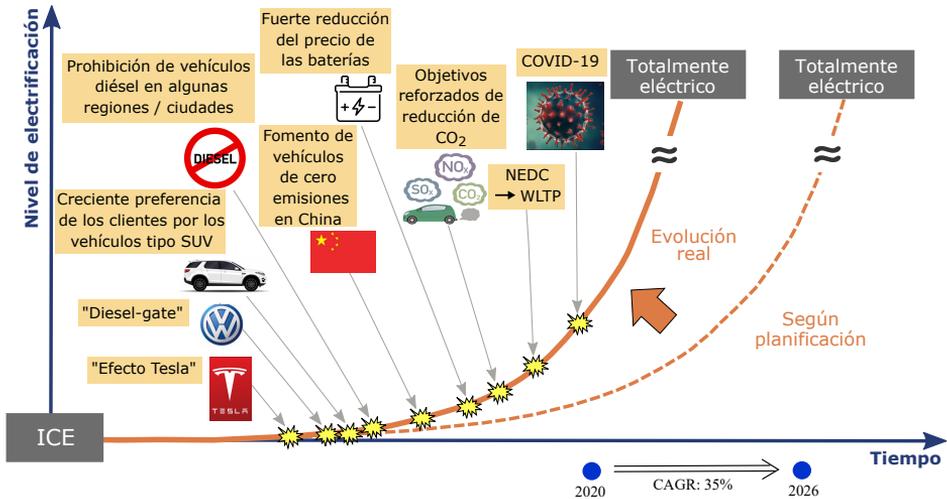


Figura 1.2: Hitos que han acelerado la electrificación de los vehículos según analistas de Yole Développement [10].

No obstante, con las últimas investigaciones también se van resolviendo estos aspectos negativos, haciéndose palpable que los vehículos son útiles para reducir la huella de carbono. En este sentido, y a modo de ejemplo, el meta-análisis publicado en 2020 en [11] afirma que los vehículos eléctricos son esenciales para el cumplimiento de los objetivos del Acuerdo de París. Del mismo modo, en [12], se realiza una evaluación de todo el ciclo de vida de los vehículos eléctricos (LCA, *life-cycle assessment*)² y, en lo que respecta al contexto europeo, se afirma que los vehículos eléctricos son menos contaminantes que los de combustión pero, únicamente, después de recorrer una distancia media de alrededor de 76.545 km para superar a los de gasolina y alrededor de 109.415 km para superar a los diésel. Por lo tanto, desde el punto de vista ambiental, se puede afirmar que es necesario maximizar la vida útil de los vehículos eléctricos y, de esa forma, sacar el máximo provecho a la capacidad que tienen estos vehículos de reducir las emisiones contaminantes.

Para lograr este último objetivo, la fiabilidad de los vehículos juega un papel crucial, siendo necesario identificar las posibles causas de fallo en todas las etapas que involucran al sistema de propulsión, y buscar soluciones para alargar al máximo su ciclo de vida. Esto supone un desafío desde el punto de vista tecnológico que

²Para determinar las emisiones generadas a lo largo de su ciclo de vida, además de la operación del vehículo, se tienen en cuenta variables como la explotación de materiales, fabricación del vehículo, distancias de conducción, mantenimiento, reciclado, etc.

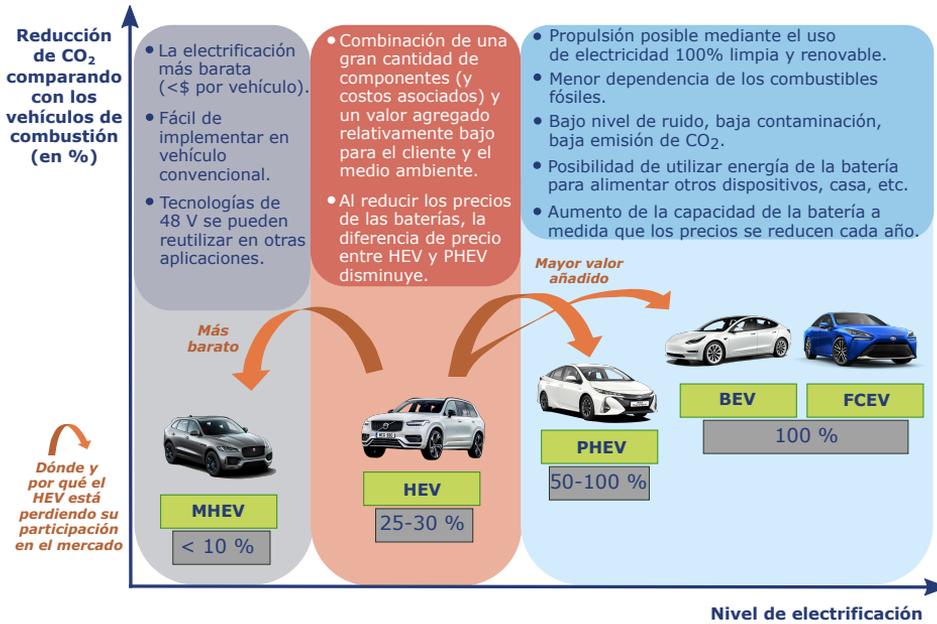


Figura 1.3: Reducción de CO₂ frente al nivel de electrificación de los vehículos eléctricos en comparación con los vehículos de combustión [10].

exige mejoras en todos los elementos relacionados con la propulsión del vehículo eléctrico (baterías, convertidores de potencia, semiconductores, estaciones de carga, etc.). Por lo tanto, es necesario revisar todos los elementos que constituyen el sistema de propulsión del vehículo y sus características principales. De esta forma, conociendo los actuales requisitos operativos y los desafíos futuros, se puede centrar la atención en cómo mejorar y cómo aumentar la durabilidad del tren de tracción de los vehículos de próxima generación.

1.2.1 Arquitecturas vehiculares y sistemas de propulsión

En lo que se refiere a la electrificación de los vehículos, existen varias alternativas a los vehículos con motor de combustión interna (ICE, *internal combustion engine*) [13, 14]. En primer lugar, éstos se pueden clasificar en función de su nivel de electrificación, en cuyo caso la figura 1.3 muestra la reducción porcentual de emisiones de CO₂ de este tipo de vehículos en comparación con los vehículos de combustión. En esta clasificación, el vehículo de hibridación leve (MHEV, *mild-hybrid electric vehicle*) apenas representa un 10% de reducción de emisio-

nes, ya que, generalmente, únicamente alimenta sistemas auxiliares (en lugar de la propulsión del vehículo). Entre las otras alternativas (que sí modifican su sistema de propulsión), las más conocidas son: vehículos 100 % eléctricos (BEV, *battery electric vehicle*), vehículos híbridos enchufables (PHEV, *plug-in hybrid electric vehicle*), vehículos híbridos no enchufables (HEV, *hybrid electric vehicle*), vehículos eléctricos de celda de combustible (FCEV, *fuel-cell electric vehicle*) y vehículos eléctricos híbridos de celda de combustible (FCHEV, *fuel-cell hybrid electric vehicle*). El sistema de propulsión de todas estas alternativas se muestra en la figura 1.4.

Las arquitecturas vehiculares también pueden clasificarse en función de la disposición y características de los elementos que componen el sistema de propulsión. Dentro de esta clasificación existen variantes del HEV, donde destacan las configuraciones serie, paralelo, serie-paralelo, compleja, TtR (*through the road*) y CSIMs (*compound-structure integrated machines*) [15, 16]. Además, existen otras arquitecturas menos habituales que incluyen celdas solares como elemento de suministro de energía [16]. En [15] se analizan en detalle todas estas configuraciones vehiculares. En esta tesis, por simplicidad, únicamente se habla de las arquitecturas vehiculares según su nivel de electrificación, clasificándose todas ellas en 6 familias, como muestran las figuras 1.4 y 1.5.

La estrategia de electrificación difiere para cada fabricante de equipos originales (OEM, *original equipment manufacturer*) y, más aún, dentro de los diferentes países. Sin embargo, existe el objetivo común de aumentar la participación de los BEV en el mercado, ya que son, por el momento, los que proporcionan, de la manera más rentable, una electrificación “100 % libre de emisiones”. Del mismo modo, la electrificación híbrida sigue siendo una opción para los próximos 10-15 años (aunque no cumpla con los objetivos de neutralidad de carbono a largo plazo). Por lo tanto, en la actualidad existe una tendencia clara entre los fabricantes hacia el desarrollo de BEVs y PHEVs, y parece que se mantendrá en un futuro próximo [13]. En este sentido, y a modo de ejemplo, las tablas 1.1 y 1.2 muestran algunos vehículos eléctricos comercializados en los últimos años, donde se puede ver que la mayoría de las marcas tienen sus propios modelos de PHEVs y BEVs, lo que concuerda con las tendencias y objetivos propuestos por los fabricantes.

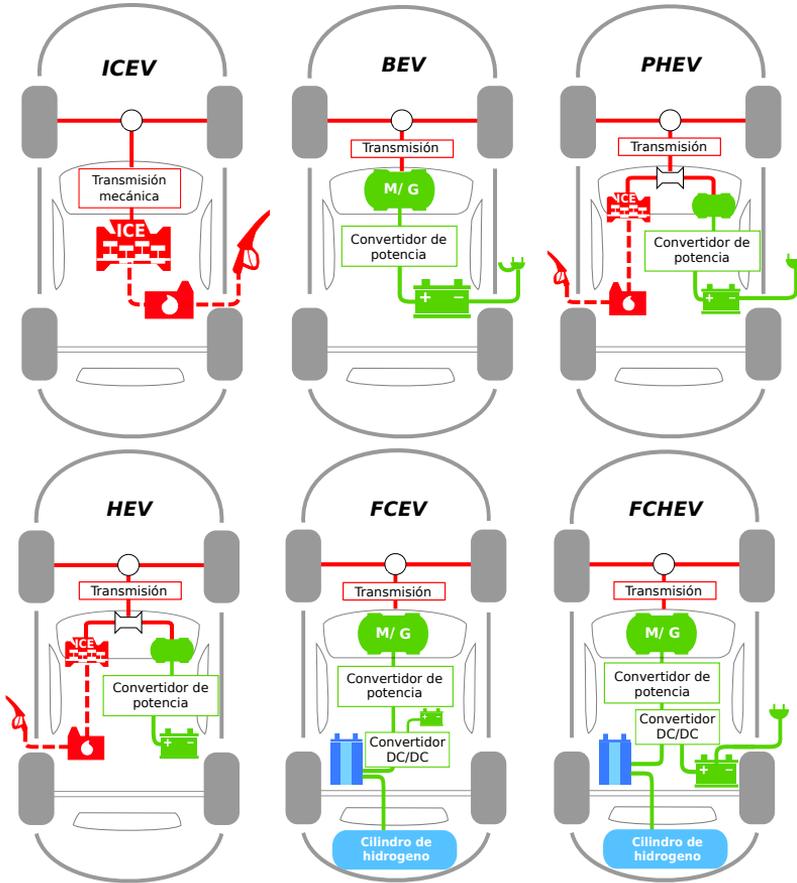


Figura 1.4: Sistema de propulsión de las principales arquitecturas vehiculares.

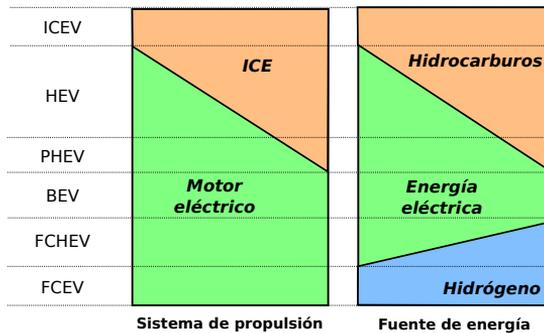


Figura 1.5: Clasificación de las tecnologías vehiculares en función de la tecnología de propulsión y la fuente de energía.

Tabla 1.1: Características de algunos vehículos eléctricos comerciales, tanto generales como del motor y de las baterías (ordenados por marca) [15, 17–19].

Características generales					Motor eléctrico ^(b)		Batería	
Vehículo	Marca	Modelo	Año	Clase	Tipo	Potencia [kW]	Capacidad [kWh]	Tensión [V]
	Audi	e-Tron	2019	BEV	IM	135 (D) 156 (T)	95	396
	Audi	e-Tron	2016 ^(a)	PHEV	PMSM	75	8,8	390 ^(c)
	BMW	i3	2016 ^(a)	BEV	PMSM	125	21,6	360
	BMW	i8 Roadster	2018	HEV	PMSM	105	11,6	355
	BMW	530e Sedan	2019	PHEV	PMSM	83	12	354
	BYD	Han	2020	BEV	PMSM	163 (D) 200 (T)	76,9	384
	BYD	S2	2019	BEV	PMSM	70	40,6	^(d)
	BYD	8TT 12 m	2020	BEV	PMSM	360	409	^(d)
	Cadillac	CT6	2016 ^(a)	PHEV	PMSM	75 75	18,4	^(d)
	Chevrolet	Bolt	2017 ^(a)	BEV	PMSM	150	64	350
	Chevrolet	Volt	2016 ^(a)	PHEV	PMSM	111 (D) 50 (D)	18,4	360
	Citroën	E-Mehari	2018	BEV	PMSM	50	30	410
	Fiat	500e	2019	BEV	PMSM	83	24	364
	Honda	Accord	2014 ^(a)	PHEV	PMSM	124	6,7	320
	Honda	e-Advance	2020	BEV	PMSM	113	35,5	355
	Hyundai	Ioniq	2019	PHEV	PMSM	45	8,9	360
	Hyundai	Ioniq 5	2021	BEV	PMSM	125	58	523
	Hyundai	Kona	2020	BEV	PMSM	150	64	356
	Irizar	Ie Bus 12 m	2019	BEV	PMSM	180	400	775 ^(c)
	Irizar	Ie Tram 18 m	2019	BEV	PMSM	240	525	775 ^(c)
	Jaguar	I-Pace	2019	BEV	PMSM	147 (D) 147 (T)	90	388
	Kia	EV6	2021	BEV	PMSM	239	77,4	697

Notas:

^(a) Modelo de vehículo que tiene versiones más recientes, pero que se ha seleccionado por compatibilidad con los datos de la Tabla 1.5.

^(b) Algunos modelos incluyen varios motores. D especifica delantero y T trasero.

^(c) Dato en el que se proporciona el valor de tensión máxima (en lugar del valor nominal).

^(d) Dato no proporcionado por los fabricantes.

Tabla 1.2: Características de algunos vehículos eléctricos comerciales, tanto generales como del motor y de las baterías (ordenados por marca) [15, 17–19].

Características generales					Motor eléctrico ^(b)		Batería	
Vehículo	Marca	Modelo	Año	Clase	Tipo	Potencia [kW]	Capacidad [kWh]	Tensión [V]
	Lucid	Air Dream	2020	BEV	(<i>d</i>)	805 ^(e)	113	924 ^(c)
	Mercedes-Benz	EQC	2020	BEV	IM	150 150	80	405
	Mercedes-Benz	eCitaro	2019	BEV	IM IM	125 125	243	750 ^(c)
	Mercedes-Benz	eActros	2021	BEV	IM IM	200 (T) 200 (T)	420	(<i>d</i>)
	Nissan	Leaf	2013 ^(a)	BEV	PMSM	80	24	360
	Peugeot	Partner electric	2014 ^(a)	BEV	PMSM	49	22,5	300
	Porsche	Taycan Turbo S	2021	BEV	PMSM	160 (D) 300 (T)	93,4	723
	Renault	Zoe	2013 ^(a)	BEV	PMSM	65	25,9	400
	Scania	Electric Truck	2020	BEV	PMSM	230	300	650
	Solaris	Urbino 15 m	2020	BEV	IM	300	470	700 ^(c)
	Tesla	Model S 70D	2016 ^(a)	BEV	IM	193 193	70	320
	Tesla	Model X P100D	2016 ^(a)	BEV	IM	193 (D) 375 (T)	100	320
	Tesla	Model 3 awd Perf.	2018	BEV	IM PMSM	147 211	80,5	350
	Toyota	Mirai	2015	FCEV	PMSM	113	-	-
	Toyota	Prius	2016 ^(a)	PHEV	PMSM	53 23	8,8	352
	Volkswagen	ID.3	2020	BEV	PMSM	150	58	396
	Volvo	FH	2019	BEV	PMSM PMSM PMSM	180 180 180	540	(<i>d</i>)
	Volvo	FL	2018	BEV	PMSM	185	300	750 ^(c)

Notas:

(*a*) Modelo de vehículo que tiene versiones más recientes, pero que se ha seleccionado por compatibilidad con los datos de la Tabla 1.5.

(*b*) Algunos modelos incluyen varios motores. D especifica delantero y T trasero.

(*c*) Dato en el que se proporciona el valor de tensión máxima (en lugar del valor nominal).

(*d*) Dato no proporcionado por los fabricantes.

(*e*) Potencia combinada de dos motores.

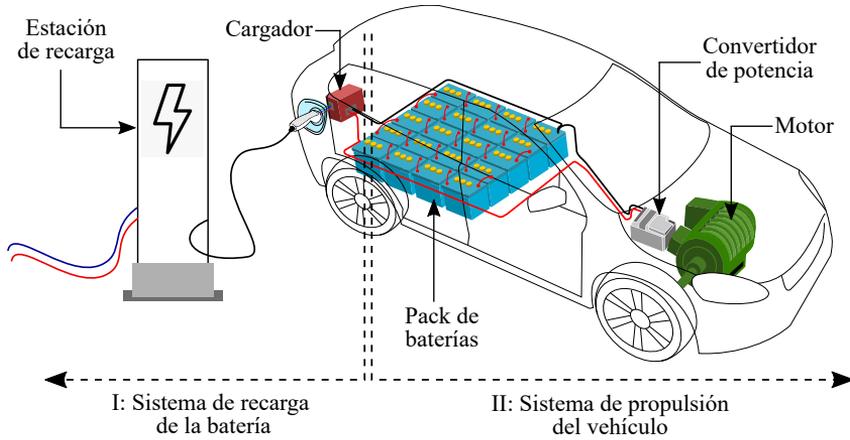


Figura 1.6: Elementos involucrados en la propulsión de un vehículo eléctrico: sistema de recarga de la batería y tren de tracción del vehículo.

1.2.2 El tren de tracción del vehículo eléctrico

Desde el punto de vista del usuario final, algunos de los aspectos que éste puede considerar para decidirse por la adquisición de un vehículo con tracción eléctrica son la potencia, la eficiencia, la velocidad máxima, la respuesta dinámica, la autonomía o el precio del vehículo [16]. Todas estas características están relacionadas con el sistema de propulsión o tren de tracción del vehículo eléctrico que, independientemente de la tecnología de propulsión eléctrica a la que se haga referencia, suele incluir un pack de baterías, el convertidor de potencia o inversor³, la máquina eléctrica y los correspondientes sistemas de refrigeración.

La figura 1.6 muestra, en su forma más simple, todos los elementos involucrados en la propulsión de un BEV, los cuales se dividen en dos partes: el sistema de recarga de la batería y el sistema de propulsión. En este trabajo únicamente se aborda el sistema de propulsión. Sin embargo, hay que tener en cuenta que, entre los tipos de vehículos que existen, puede haber variaciones en la disposición de todos los elementos que se muestran en la figura 1.6. Además, como se ha presentado en la sección 1.2.1, en algunos casos, la batería puede reemplazarse o bien acompañarse de una pila de hidrógeno, o incluso se puede eliminar el

³En algunos casos, el convertidor de potencia incorpora un DC/DC (*Boost*) adicional para aumentar la tensión de la batería y suministrar al inversor una tensión DC más elevada y controlada. Este DC/DC se implementa, normalmente, con dos dispositivos semiconductores bidireccionales de manera que pueda devolver energía a la batería durante el frenado regenerativo [20]. Dado que no todos los convertidores de potencia de vehículos lo incluyen, cuando en este trabajo se haga mención al convertidor de potencia, únicamente se hablará del inversor.

cargador eléctrico incorporado en el vehículo, como es el caso de los vehículos híbridos no enchufables. Sin embargo, cualquier vehículo con tracción eléctrica incorpora un inversor y un motor eléctrico que, en su conjunto, se suele denominar accionamiento de motor eléctrico (*electric motor drive*), o simplemente *drive*. En este contexto, a continuación se revisan las principales características de los elementos incluidos en el sistema de propulsión de los vehículos eléctricos.

1.2.2.1 Baterías

Las baterías juegan un papel crucial para que los vehículos eléctricos sean competitivos contra los de combustión. En lo que respecta a las tecnologías de estos sistemas de almacenamiento, no hay una solución única. La decisión de optar por una tecnología sobre otra depende de varios parámetros, como la densidad de potencia, la vida útil, la eficiencia y la temperatura de funcionamiento [21]. En este sentido, y partiendo de la información proporcionada por EUROBAT (*Association of European Automotive and Industrial Battery Manufacturers*), la tabla 1.3 muestra la evolución esperada para las tecnologías de plomo-ácido, níquel-cadmio y litio-ion para el 2030 [22]. La tendencia que sigue la eficiencia para las tres tecnologías es alcista, alcanzando las baterías de iones de litio un 95 % de eficiencia, es decir, 5 % y 10 % más que las de plomo-ácido y níquel-cadmio, respectivamente. En lo que respecta a las densidades de potencia, las baterías de litio-ion alcanzan los 1.100 Wh/l, es decir, una densidad de potencia 7 veces mayor que su rival más directo, el plomo-ácido. Respecto a las capacidades de reciclaje, se espera que el litio-ion sea la tecnología que experimente una mayor mejora, hasta casi alcanzar la capacidad de reciclaje del 90 % del plomo-ácido. Por último, se afirma que la vida útil de la tecnología de litio-ion alcanzará más de 10.000 ciclos de operación, es decir, el doble que la de sus competidores [22].

Por lo tanto, y a pesar de las diversas alternativas disponibles, los fabricantes de vehículos eléctricos están apostando por las baterías de litio-ion, y parece que en un futuro cercano esta tendencia no cambiará, ya que ninguno de los otros materiales alcanza los niveles de densidad de potencia requeridos en los vehículos eléctricos. Además, según la organización internacional Bloomberg-NEF [23, 24], la tendencia del precio de las baterías es bajista (figura 1.7), lo que hará que la tecnología de litio-ion sea mucho más competitiva.

En cuanto a los rangos de operación de las baterías, de acuerdo con varios estándares de automoción, como el LV 216-1, LV 216-2 y SAE J1654, la tensión máxima de la batería no debe exceder el límite de 1.500 V [25]. Superar ese límite pone en riesgo los requisitos de seguridad; además de ser más difícil encontrar componentes certificados para automoción que puedan soportar tensiones tan altas. Considerando lo anterior, la mayoría de los vehículos eléctricos ligeros están

Tabla 1.3: Evolución tecnológica de las baterías desde el 2020 hasta el 2030 [22].

Parámetro	Plomo-ácido		Níquel-cadmio		Litio-ion	
	2020	2030	2020	2030	2020	2030
Material del cátodo	PbO_2	PbO_2	$B - NiOOH$	$B - NiOOH$	NCM 111 NCM 523-622 LFP LMO LCO NCA	NCM 622-811 NCM811 HE - NCM HVS Estado solido
Material del ánodo	$Pb, Pb+C$	$Pb, Pb+C$	Cd, MH	Cd	LTO, C	$C+Si(5-10\%)$ Si/C
Densidad de energía [Wh/kg] ⁽¹⁾	24 – 48 23 – 45	30 – 60 35 – 55	28 – 50 24 – 43	30 – 55 38 – 50	60 – 250 20 – 140	300 – 450 80 – 400
Densidad de energía [Wh/l]	60 – 105 36 – 100	80 – 150 50 – 110	55 – 80 47 – 70	60 – 90 50 – 75	140 – 580 20 – 250	650 – 1.100 100 – 1.000
Densidad de potencia [Wh/kg]	34 – 448 41 – 400	80 – 505 65 – 450	80 – 225 68 – 180	100 – 240 80 – 210	210 – 1.800 170 – 520	450 – 1.100 250 – 700
Densidad de potencia [Wh/l]	91 – 880 76 – 840	120 – 920 72 – 900	112 – 400 95 – 350	120 – 460 100 – 380	470 – 2.200 180 – 650	800 – 2.500 600 – 1.200
Vida [Ciclos]	200 – 2.500	1.000 – 4.800	3.000	4.000	>3.500	>10.000
Vida [Años]	10 – 25	10 – 25	20	20	10	15 – 25
Temperatura Operación ⁽²⁾ [°C]	$-25 < T < 50$	$-25 < T < 50$	$-50 < T < 60$	$-50 < T < 60$	$0 < T < 45$ $-20 < T < 60$ $-30 < T < 55$	$-30 < T < 60$
Eficiencia [%]	67 – 85	> 90	70 – 85	> 85	> 90	95
Reciclaje [%]	90	90	79	80 – 85	50	80 – 85

Notas:

(1) Las densidades se muestran para una celda individual (superior) y la batería completa (inferior).

(2) Las temperaturas del Li-Ion para año 2020 se indican con el funcionamiento durante la carga y la descarga y para titanato de litio (LTO), respectivamente.

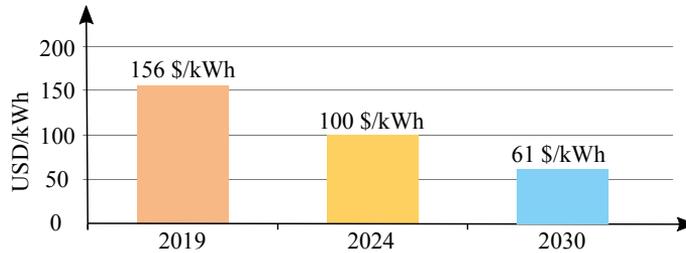


Figura 1.7: Proyección del precio medio del pack de baterías [23].

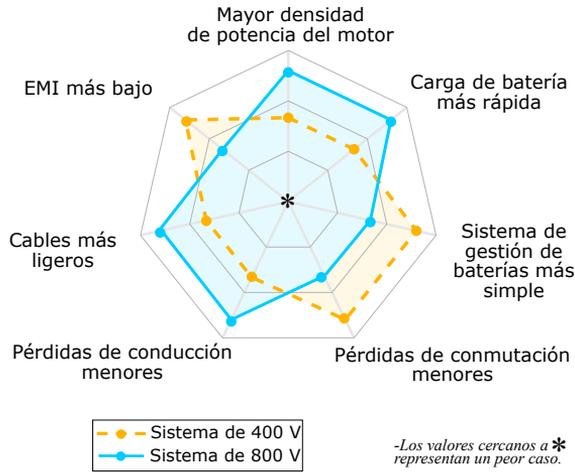


Figura 1.8: Ventajas e inconvenientes de aumentar la tensión de las baterías en los vehículos eléctricos [17].

equipados, por lo general, con packs de baterías con un rango de tensión nominal entre los 250 V y 450 V (éstos se conocen como sistemas de baterías de “400 V”), mientras que para vehículos eléctricos pesados⁴ y algunos deportivos, esta tensión puede alcanzar hasta los 924 V (éstos se conocen como sistemas de baterías de “800 V”) [24–26]. Sin embargo, esta tendencia está cambiando, y son varios los estudios [17, 25, 27–29] que revelan un cambio en la tensión de las baterías de los vehículos eléctricos ligeros hacia los sistemas de 800 V. De hecho, Porsche y Hyundai están empleando packs de baterías de “800 V”, y otros fabricantes empiezan a seguir esta tendencia [10]. En las tablas 1.1 y 1.2 se muestran algunos ejemplos de vehículos comerciales donde, además, se pueden ver modelos más recientes con baterías de 800 V como el Porsche Taycan, el Hyundai Ioniq 5 o el Kia EV6. Además, otros fabricantes como BMW Group, Daimler AG, Ford Motor Company, Volkswagen Group, Porsche AG o General Motors también han anunciado que seguirán esta tendencia [17].

Las motivaciones y los desafíos que tienen los vehículos de próxima generación al migrar hacia sistemas con estas tensiones más elevadas han sido revisadas en [17], las cuales se muestran, a modo de resumen, en la figura 1.8. Al realizar este cambio, se puede lograr: (i) una reducción sustancial en el peso del cable conductor entre la batería y el convertidor de potencia, ya que conduce la mitad de la corriente para la misma potencia [25]; (ii) una reducción de las pérdidas

⁴La mayoría de los vehículos pesados funcionan con tensiones nominales cercanas a los 600-650 V (tablas 1.1 y 1.2) [26].

de conducción ($P = I^2R$), lo cual mejora la eficiencia y la densidad de potencia del vehículo; (iii) una reducción en los costes de fabricación [17]; y (iv) una reducción de los tiempos de recarga de las baterías. Todos estos factores favorecen la venta de vehículos, ya que los clientes exigen un rango de conducción largo con un tiempo de recarga corto, al mismo tiempo que presionan para reducir los precios [10].

1.2.2.2 Motores eléctricos

En lo que a los motores eléctricos se refiere, existen varias alternativas que se pueden incorporar en los vehículos eléctricos. Entre ellas, las máquinas síncronas de imanes permanentes (PMSM, *permanent magnet synchronous machine*) y las máquinas de inducción (IM, *induction machine*) son las tecnologías predominantes en la industria de la automoción [30–32]. Sin embargo, las máquinas de reluctancia síncrona asistidas por imanes de ferrita (PMA-SynRM, *permanent magnet assisted synchronous reluctance machine*) y las máquinas de reluctancia conmutada (SRM, *switched reluctance machine*) están ganando interés en los últimos años [33–38]. En [16] se ha realizado un estudio comparativo que analiza, cualitativa y cuantitativamente, las características generales de todas estas máquinas eléctricas, considerando sus configuraciones (trifásica, multifase, número de polos, etc.), además de sus prestaciones (par, corriente y velocidad). A su vez, la tabla 1.4 recoge, a modo de resumen, todas estas características [16]. En dicho trabajo y a partir de estos datos, se concluye que la idoneidad de cada tecnología depende del contexto específico de cada sistema de propulsión, y no es posible determinar la superioridad de una tecnología frente a las demás. No obstante, en las tablas 1.1 y 1.2 se muestra que, de acuerdo con los vehículos que han aparecido en el mercado en los últimos años, la tendencia en la industria de automoción sigue siendo utilizar los motores PMSM⁵ e IM.

Por otro lado, algunas de las mejoras que se persiguen en los motores eléctricos de automoción se asocian al incremento del par y la velocidad de la máquina, así como a la reducción de su peso y tamaño, de forma que se aumente su densidad de potencia [39–41]. En este sentido, el Departamento de Energía de los EE.UU. estableció en 2017 el objetivo de alcanzar una densidad de potencia del motor eléctrico de 50 kW/l para el año 2025 [17, 42]. Teniendo en cuenta esto, las tecnologías de máquina multifase han generado gran interés en los últimos

⁵Los motores síncronos de imanes permanentes (PMSMs) han sido la tecnología de máquinas eléctricas predominante en los vehículos eléctricos. Sin embargo, estos motores son fabricados a partir de tierras raras y las reservas de estos recursos son limitadas. Además, su extracción puede provocar un gran impacto medioambiental. Por su parte, el precio de los imanes basados en tierras raras ha sufrido un gran incremento en los últimos años, por lo que es posible que, en los próximos años, aumente el uso de motores que no contengan dichos materiales.

Tabla 1.4: Comparativa de las características principales de las máquinas eléctricas más comunes utilizadas en los vehículos eléctricos [16].

Características generales	PMSM	PM-assist. SynRM	IM	SRM
• Tolerancia a fallos	✓	✓	✗	✓
• Robustez	✗	✗	✓	✓
• Fiabilidad	Moderada	Moderada	Alta	Moderada
• Amplio rango de velocidad	✓	✓	✗	✓
• Sencillez de control de lazo cerrado	✓	✓	✓	✓
• Algoritmos preferidos de control de par	FOC, DTC	FOC, DTC	FOC, DTC	DITC, ADITC, IDITC
• Operación con debilitamiento de campo	✓	✓	✓	✓
• Rizado del par	Bajo	Bajo	Bajo	Muy alto
• Ruido acústico	Bajo	Bajo	Bajo	Moderado
• Potencia máxima limitada por la tecnología	Apenas	Apenas	Apenas	Si
• Topologías de conversión de potencia	VSI	VSI	VSI	H-Bridge asimétrico
Eficiencia y densidades de potencia				
• Eficiencias típicas en la región de par constante (%)	91,3-95,8	87,0-93,0	79,0-86,0	85,1-89,0
• Densidades de potencia de las tecnologías actuales (kW/l)	3,3-10,2	6,8	2,5	2,6-4,5
Costes				
• Costes tecnológicos generales	Alto	Medio	Medio	Bajo
• Costes relativos del material	10/10	4,8/10	5,9/10	3,1/10

años [43, 44]. Algunas de estas máquinas permiten incrementar la producción de par, controlando la inyección de armónicos y reduciendo la corriente en sus bobinados para una misma potencia, lo que deriva en un incremento de la densidad de potencia [43].

De manera complementaria, la densidad de potencia se puede maximizar aún más aumentando la velocidad de operación de los motores (ω_{mech}), lo que lleva a conceptos de diseño de máquinas eléctricas de alta velocidad (HSEM, *high speed electric machine*) [45, 46]. Esta tendencia se justifica debido a que la potencia mecánica (P_{mech}) generada por el sistema de propulsión viene dada por:

$$P_{mech} = T_{em} \omega_{mech}. \quad (1.1)$$

Por lo tanto, aumentando la velocidad se puede entregar la misma potencia produciendo un par electromagnético (T_{em}) más bajo, lo que permite reducir sig-

nificativamente el tamaño y el peso de los motores eléctricos⁶ [46]. Además, la reducción de peso también mejora la eficiencia y la autonomía del vehículo, ya que el sistema de propulsión es más ligero.

Por su parte, el incremento de la tensión del bus de continua también permite, en la práctica, aumentar el valor de la velocidad base (ω_b) del motor, lo cual, permite extender la región de operación en par constante y reducir la región de debilitamiento de campo [47]. Además, el aumento de la tensión de la batería también tiene otras consecuencias directas en el motor, como la posibilidad de aumentar su tensión nominal. Con todo ello, se puede mejorar su densidad de potencia, ya que los motores de mayor tensión son, por lo general, más pequeños y, además, más eficientes [17].

1.2.2.3 Inversores

El inversor, conocido en el sector de automoción como convertidor de potencia, puede considerarse el elemento central del sistema de propulsión, ya que es el responsable de controlar el flujo bidireccional de energía entre el pack de baterías y el motor eléctrico. La figura 1.9 muestra un prototipo comercial de convertidor de potencia de automoción del fabricante Infineon que, en este caso particular, consiste en un inversor trifásico convencional que comúnmente se denomina VSI (*Voltage-source inverter*). Dicha figura incorpora, además del módulo de potencia que incluye los dispositivos semiconductores (figura 1.9-①), el resto de bloques funcionales del convertidor, siendo éstos el/los condensador/es del bus de continua, el sistema de refrigeración y la tarjeta de *drivers*:

- **Condensador/es del bus DC** (figura 1.9-②). Todo inversor de potencia cuenta a su entrada con un bus de continua (en adelante, “bus DC”) en el que se incluye uno o varios condensadores. Estos condensadores suavizan el rizado de las formas de onda (corriente y tensión) producido por la conmutación de los semiconductores de potencia⁷. Por lo tanto, el condensador del bus DC se puede considerar el elemento reactivo más relevante en un convertidor de potencia de automoción, ya que tiene que proporcionar una tensión lo más constante posible y reducir los armónicos de corriente de alta frecuencia.

⁶Un buen ejemplo de cómo se mejora la densidad de potencia al aumentar la velocidad mecánica se puede encontrar en los motores IPMSM de Toyota. El Toyota Prius de tercera generación (2010) aumentó la velocidad mecánica del motor respecto a su versión anterior de segunda generación (2006), de 6.000 rpm a 13.900 rpm, manteniendo la misma potencia nominal de 50 kW, pero reduciendo el volumen activo de 4,78 l a 2,74 l [45].

⁷Adicionalmente, en convertidores donde la conexión entre el condensador y el convertidor no es directa, se incluye un embarrado o *bus bar* que interconecta eléctrica y mecánicamente todos los elementos que componen el convertidor de potencia.

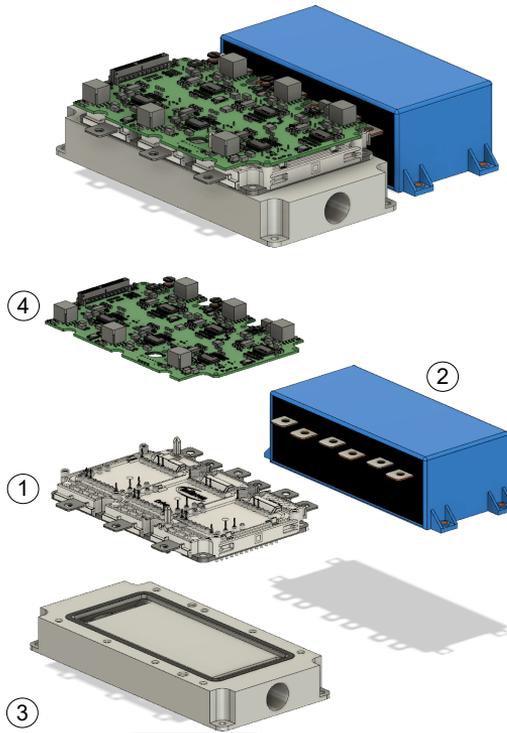


Figura 1.9: Ejemplo de convertidor de potencia trifásico certificado para automoción: modelo *HybridPACK Drive* del fabricante Infineon.

A la hora de seleccionar o diseñar el condensador se deben considerar varios aspectos. En primer lugar, el condensador debe seleccionarse de acuerdo con la tensión de la batería y debe ser capaz de soportar la corriente eficaz máxima que circulará a través de él. Otro aspecto crítico es su inductancia parásita (*ESL*), de modo que ésta debe ser lo suficientemente baja para evitar averías por sobretensión durante las conmutaciones de los semiconductores, así como para reducir las pérdidas de conmutación en estos dispositivos. Además, el condensador debe tener la menor resistencia serie (*ESR*) posible para evitar su calentamiento.

Por último, en lo referente a la tecnología, los condensadores electrolíticos de aluminio (Al-Caps), los condensadores de película metalizada de polipropileno (MPPF-Caps) y los condensadores de cerámica multicapa de alta capacidad (MLC-Caps) son las tecnologías predominantes [48]. Sin embar-

go, según el estudio realizado en [16], los MPPF-Caps aportan mejores prestaciones. Además, se puede afirmar que, por razones de seguridad y robustez, es la tecnología de condensador que más se utiliza en la actualidad en el bus DC de los vehículos eléctricos [48], [N7].

- **Sistema de refrigeración** (figura 1.9-③). Todos los vehículos eléctricos requieren una gestión térmica adecuada para garantizar la integridad (sin superar las temperaturas de funcionamiento nominales) y prolongar la vida útil (número de ciclos térmicos) de los elementos críticos del sistema de propulsión (baterías [49], electrónica de potencia [50] y máquinas eléctricas [51]). En lo que se refiere al inversor, las elevadas corrientes de operación de los módulos de potencia producen importantes pérdidas de potencia, que, a su vez, se transforman en calor y reducen el tiempo de vida de los semiconductores. Por ello, gracias a que los sistemas de refrigeración evacuan adecuadamente el calor de los dispositivos, se evita la destrucción de éstos y se aumenta su vida útil [52].

La figura 1.10 muestra las tecnologías de refrigeración que pueden aplicarse en los vehículos eléctricos [52]. Entre ellas, la refrigeración por aire, por lo general, no siempre cumple con las estrictas condiciones del sector de la automoción. Por el contrario, las tecnologías basadas en la refrigeración líquida reducen considerablemente la resistencia térmica frente a la refrigeración por aire (mayor disipación del calor). Por este motivo, la mayoría de OEMs optan por utilizar refrigeración líquida en sus vehículos [52, 53]. En este caso, entre las alternativas de refrigeración líquida se pueden encontrar soluciones en las que el refrigerante está en contacto directo con la superficie a enfriar, o bien soluciones en las que no lo está (figura 1.10). En [52] se revisa cada uno de estos métodos de refrigeración aplicables al inversor del vehículo eléctrico. Del mismo modo, en [53] se muestra una revisión y clasificación de las principales técnicas de gestión térmica.

- **Tarjeta de *drivers*** (figura 1.9-④). Otro de los elementos importantes de los convertidores de potencia es la tarjeta de *drivers*. La función principal de ésta es encender y apagar los semiconductores de potencia, adaptando las señales de control de puerta a los rangos requeridos por el semiconductor, así como estableciendo un aislamiento eléctrico adecuado. Además, el *driver* debe contar con diferentes protecciones que prevengan el deterioro y/o ruptura, tanto del convertidor de potencia como de la propia tarjeta de *drivers*.

Además de los elementos anteriores, existe otra serie de aspectos a considerar en el diseño de un inversor de potencia para vehículos eléctricos. Entre ellos, el inversor se debe adecuar a los requisitos de operación del motor (corrientes

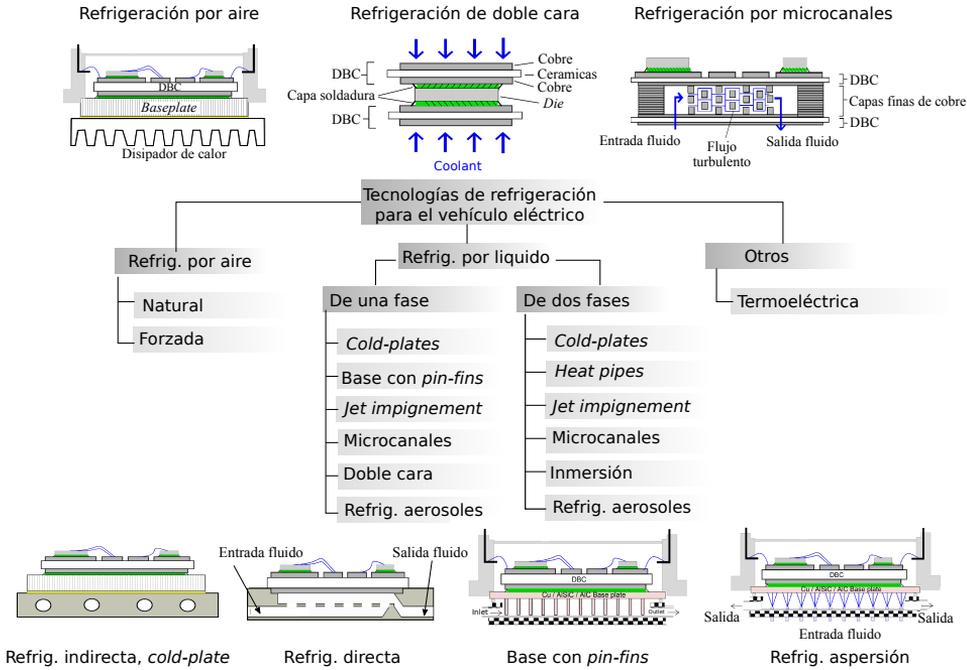


Figura 1.10: Clasificación de las tecnologías de refrigeración de módulos de potencia para vehículos eléctricos [52].

demandadas en sus bobinados) y de la batería (tensión nominal), y también a otra serie de especificaciones, tales como la densidad de potencia, la capacidad de operar a elevadas frecuencias y la gestión térmica adecuada. Asimismo, que exista la posibilidad de cargar la batería desde el motor durante el frenado regenerativo es, en la actualidad, un requisito indispensable. Además, también se buscan otros requisitos deseables que podrían proporcionar tales convertidores de potencia como, por ejemplo, la tolerancia a fallos. En cualquier caso, la mayoría de estas características tienen relación directa con la topología del convertidor y con la tecnología de los dispositivos semiconductores que componen dicho convertidor. Por lo tanto, a continuación se analizan estos dos aspectos con más detalle:

- Topología del convertidor.** El uso de la topología de convertidor de potencia trifásica de dos niveles (normalmente conectada a máquinas síncronas – Toyota, Honda, BMW, Nissan, Volkswagen, etc. – o máquinas de inducción – Tesla, Mercedes-Benz, etc. (tablas 1.1-1.2)) se ha generalizado en la industria de la automoción actual [17, 20, 30, 45]. En esta arquitectura, el convertidor VSI únicamente requiere 6 *switches* que se controlen

con la correspondiente técnica de modulación para generar una corriente de salida sinusoidal trifásica en el motor. Además, se trata de una topología madura, robusta y fiable, la cual se ha estudiado ampliamente en la literatura científica, y donde sus estrategias de control y modulación están muy extendidas y han alcanzado un grado de madurez considerable. Todo esto hace que los OEM más relevantes, como Tesla, Nissan, Audi, Toyota o Chevrolet, por nombrar algunos, confíen en dicha arquitectura para sus vehículos [17, 20].

Otra alternativa que no está tan extendida en la industria pero que está siendo ampliamente investigada en la literatura científica [54–62] es utilizar topologías de convertidores multifase y multinivel. Por un lado, las topologías de convertidores multifase han recibido gran atención en los últimos años debido a su mayor densidad de potencia (en algunas casos concretos, gracias a la explotación de grados de libertad de control adicionales), a un mejor reparto de la potencia (permitiendo repartir la potencia entre un mayor número de fases), a sus mayores eficiencias (como resultado del reparto de la potencia) y a su capacidad tolerante a fallos [54–58]. Por otro lado, las topologías multinivel, las cuales proporcionan más de dos niveles de tensión de salida por fase, también se están investigando en los últimos años [59–62]. Estas arquitecturas de convertidor permiten aumentar la tensión de operación del VSI por encima de los límites impuestos por la tecnología del dispositivo semiconductor [17], ya que dividen la tensión del bus DC en niveles más pequeños, reduciendo la tensión máxima que debe soportar cada dispositivo semiconductor [59–62]. Además, los convertidores multinivel tienen otros beneficios, como una mejor calidad de la forma de onda de salida (menor distorsión armónica total de la corriente de salida (THD_i)), menores interferencias electromagnéticas (EMI, *electromagnetic interferences*) y, al igual que los convertidores multifase, tolerancia a fallos [63, 64].

Debido al abanico de posibilidades que se puede emplear en el tren de tracción de los vehículos eléctricos, las topologías de convertidor más relevantes que puedan utilizarse en el mencionado tren de tracción se analizan con mayor detalle en el capítulo 3 de este documento.

- **Tecnología de los dispositivos semiconductores.** Los convertidores de potencia requieren de dispositivos semiconductores para acondicionar, convertir y gestionar la energía de una forma eficiente. Dentro de las alternativas existentes en el mercado de semiconductores hay tres tecnologías predominantes caracterizadas por su material de fabricación⁸: el silicio (Si),

⁸Alternativamente, existen otros materiales semiconductores que se están investigando, como el óxido de galio (Ga_2O_3) y el diamante (D), los cuales podrían ser parte de la próxima

el carburo de silicio (SiC) y el nitruro de galio (GaN) [65]. A pesar de ello, el grado de desarrollo de los dispositivos de cada tecnología es muy dispar, siendo la tecnología más madura el Si , y cuyos dispositivos (principalmente, IGBTs y diodos⁹) son los semiconductores más utilizados en prácticamente todos los convertidores en el rango de potencia media, como es el caso del sistema de propulsión de los vehículos eléctricos¹⁰ [20, 69]. En las dos últimas décadas se han realizado extensas investigaciones para mejorar sus características, por ejemplo, reduciendo las pérdidas de potencia (tanto estáticas como dinámicas), las corrientes de recuperación inversa o las corrientes de fuga [70–72]. Sin embargo, se ha alcanzado un grado de madurez considerable y las propiedades físicas de este material tienen ciertas limitaciones difíciles de superar [73–76]. En este sentido, los materiales WBG han demostrado ser una solución atractiva para superar estas limitaciones. De hecho, por lo general, los dispositivos de SiC y GaN permiten aumentar la tensión de bloqueo y la temperatura máxima de funcionamiento, así como operar a frecuencias de conmutación más elevadas o reducir las pérdidas de potencia. En general, todas estas mejoras vienen dadas por las propiedades físicas de estos materiales semiconductores (figura 1.11) [75, 77–79] y es por ello que los fabricantes de vehículos eléctricos ya están prestando atención a este tipo de tecnologías [16, 24].

En [R8] se ha realizado una revisión completa de la evolución, el grado de desarrollo actual y la tendencia de las tres tecnologías mencionadas. En dicha revisión se han analizado las principales características de los dispositivos discretos y módulos de potencia que se pueden utilizar en el sistema de propulsión de los vehículos eléctricos (rangos de tensión y corriente, frecuencia, etc.), así como otros aspectos de diseño (encapsulados, capas constituyentes de un módulo, alternativas de refrigeración, propiedades térmicas, inductancias parásitas, etc.). Además, en dicho estudio se constata que, aunque en la actualidad ya existen prototipos de inversores de GaN [80]¹¹, y aunque no se descarta la incorporación de la tecnología

generación de dispositivos [65–68]. Sin embargo, en este momento su estado de madurez no es el adecuado y están lejos de ser utilizados en dispositivos de potencia comerciales.

⁹Los IGBTs y los diodos de Si suelen trabajar en el rango de frecuencias de alrededor de 10-18 kHz, conducen corrientes del orden de cientos de amperios y bloquean tensiones en el rango de 600 V a 1200 V.

¹⁰Por lo general, el convertidor de potencia es un inversor, aunque, a veces, también incluyen un DC/DC (*Boost*) entre el pack de baterías y el inversor (figura. 1.13).

¹¹El fabricante GaN Systems ha presentado en ponencias comerciales el prototipo de módulo de potencia realizado por Silvermicro. Este módulo consiste en un inversor trifásico de tracción de 75 kW, 650 V y 300 A por fase, que utiliza dispositivos GS-065-150-1-D de GaN Systems, los cuales permiten, en teoría, una reducción en las pérdidas de conmutación de un 99% en comparación con módulos IGBT de Si para automoción [80].

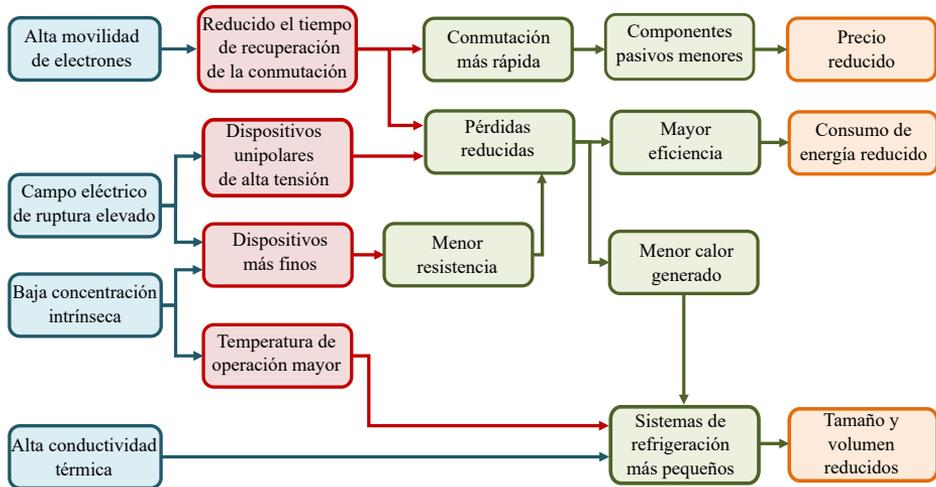


Figura 1.11: Beneficios de los materiales WBG (azul); propiedades físicas afectadas por las ventajas de estos materiales (rosa); características de la electrónica de potencia (verde); y beneficios del producto final (naranja) [65].

GaN a largo plazo en el tren de tracción del vehículo eléctrico, por el momento no es la tecnología de semiconductor más adecuada para este tipo de aplicaciones, principalmente debido a que no tiene un suficiente grado de madurez (en los rangos de potencia media-alta). De hecho, los pronósticos a corto plazo muestran que el *SiC* coexistirá con el *Si*, y ambos prevalecerán sobre el *GaN* en lo que respecta a la tecnología de inversores de vehículos eléctricos. Esto se ve representado en la figura 1.12 que muestra, a modo de ejemplo, la previsión del mercado de *drives* según los datos de la empresa del sector automovilístico ZF¹², los cuales predicen una participación del 50/50, para el año 2030, tanto para las tecnologías de *Si* y *SiC* como para las soluciones de “400 V” y “800 V”. Por otro lado, los datos más recientes de Yole Développement [10] muestran que ya se está produciendo este cambio de tendencia. De hecho, éste afirma que el volumen de negocio de los dispositivos de potencia de *SiC* en los vehículos eléctricos crecerá más allá de los 1.500 M\$ US en 2025, donde se espera que la *CAGR*_{2019–2025} alcance el 29% [10]. De hecho, desde el lanzamiento del Tesla Model 3 en 2018 (el primer vehículo eléctrico comercial en incorporar un módulo de potencia de *SiC*¹³) el crecimiento de dispositivos de *SiC* certificados para vehículos se ha acelerado [81]. En 2020, el OEM chino BYD ha presentado su modelo

¹²Dicha empresa se encarga de proveer sistemas de tracción y sistemas de propulsión de todo tipo de vehículos eléctricos.

¹³Este ejemplo de vehículo incorpora un convertidor formado por 24 módulos de potencia con

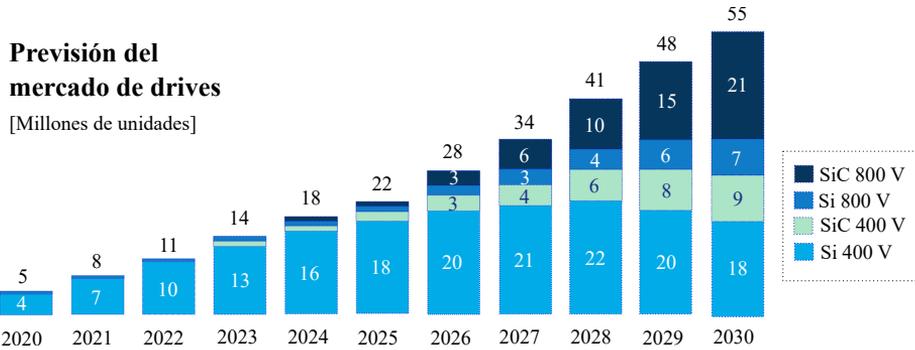


Figura 1.12: Previsión del mercado de *drives* en función de la tecnología según datos recientes de la empresa del sector automovilístico ZF.

de vehículo eléctrico HanEV, mientras que Lucid, con sede en EE. UU., ha presentado el Lucid Air, ambos equipados con inversores que utilizan módulos completos de SiC [10]. Del mismo modo, un gran número de proveedores de *drives* en el sector automovilístico como Cascadia-Rinehart o BorgWarner, por nombrar algunos, además de la empresa ZF mencionada anteriormente, ya comercializan inversores basados en estas tecnologías.

Por último, hay que destacar que, independientemente de la tecnología del semiconductor, cada fabricante sigue sus propios criterios de fabricación del inversor. La tabla 1.5 muestra, a modo de ejemplo, varios vehículos eléctricos comerciales, así como las principales características de los dispositivos discretos y módulos de potencia que incorporan en su tren de tracción. Algunos de estos vehículos incluyen dispositivos IGBT discretos en sus inversores, como es el caso de Tesla (modelos Roadster, Model S o Model X), que usa semiconductores de International Rectifier¹⁴ (familia AUIR, encapsulado TO-247) montados sobre una placa de circuito impreso (PCB, *printed circuit board*) de potencia. Aunque, en general, a nivel de elementos parásitos, comportamiento térmico y eficiencia, el sustrato de un PCB no es la mejor alternativa, la principal ventaja de usar dispositivos discretos montados sobre éste es que los semiconductores de potencia se pueden reemplazar fácilmente y se reducen los desajustes del coeficiente de expansión térmica (CTE, *coefficient of thermal expansion*)¹⁵ [24]. Sin embargo,

dispositivos SiC sobre un disipador con *pin-fins* [81].

¹⁴En la actualidad esta empresa es parte de Infineon.

¹⁵Un módulo de potencia es una estructura multicapa que consta de varios materiales, cada uno con su CTE particular. Durante el ciclo térmico y de potencia estos desajustes de CTE producen fatiga termomecánica, lo que deriva en posibles fallos mecánicos a lo largo del tiempo y

Tabla 1.5: Módulos de potencia o dispositivos discretos que componen los inversores de algunos vehículos comerciales [20, 69, 82].

Vehículo	Marca	Modelo	Año	Fabricante del inversor	Dispositivo/módulo empleado	Nº de módulos/discretos	Tecnología de semiconductor
	Audi	e-Tron BEV ^(a)	2019	Hitachi	2-in-1	6	IGBT <i>Si</i>
	Audi	e-Tron PHEV	2016	Bosch	2-in-1	3	IGBT <i>Si</i>
	BMW	i3	2016	Infineon	6-in-1	1	IGBT <i>Si</i>
	BYD	Han ^(b)	2020	BYD Semicond.	6-in-1	1	MOSFET <i>SiC</i>
	Cadillac	CT6 ^(a)	2016	Hitachi	2-in-1	6	IGBT <i>Si</i>
	Chevrolet	Volt ^(a)	2016	Delphi	1-in-1	12	IGBT <i>Si</i>
	Honda	Accord ^(c)	2014	Fuji Electric	All-in-1	1	IGBT <i>Si</i>
	Lucid	Air	2020	^(g)	^(g)	^(g)	MOSFET <i>SiC</i>
	Mercedes-Benz	S550	2014	Hitachi	2-in-1	3	IGBT <i>Si</i>
	Nissan	Leaf	2013	Nissan	2-in-1	3	IGBT <i>Si</i>
	Renault	Zoe	2013	Continental/Infineon	6-in-1	1	IGBT <i>Si</i>
	Tesla	Model 3	2018	ST Microelec.	1-in-1	24	MOSFET <i>SiC</i>
	Tesla	Model S 70 D ^(d)	2015	Infineon	Discreto TO-247	36	IGBT <i>Si</i>
	Tesla	Model X ^(e)	2016	Infineon	Discreto TO-247	84	IGBT <i>Si</i>
	Tesla	Roadster ^(e)	2015	Infineon	Discreto TO-247	72/84	IGBT <i>Si</i>
	Toyota	Prius 4G ^(f)	2016	Denso/Toyota	2-in-1	6	IGBT <i>Si</i>
	Volkswagen	ID.3	2020	Infineon	6-in-1	1	IGBT <i>Si</i>

Notas:

^(a) Vehículo que tiene dos motores y utiliza un inversor para cada motor.

^(b) Algún modelo de este vehículo incluye dos motores y, por lo tanto, dos inversores. Sin embargo, solo el inversor principal incluye MOSFET *SiC*.

^(c) Vehículo que tiene dos motores e incluye en un solo módulo customizado un DC/DC y un inversor para cada motor.

^(d) Vehículo que usa un inversor con seis semiconductores discretos TO-247 por cada *switch*.

^(e) Vehículo que utiliza 84 TO-247 discretos en total, 36 para cada inversor (un inversor para cada motor) y 12 para DC/DC (en total seis por cada *switch*).

^(f) Vehículo que en ocasiones se clasifica como All-in-1 ya que incluye el DC/DC y dos inversores en su PCU (*power control unit*) customizada.

^(g) Dato no proporcionado por el fabricante.

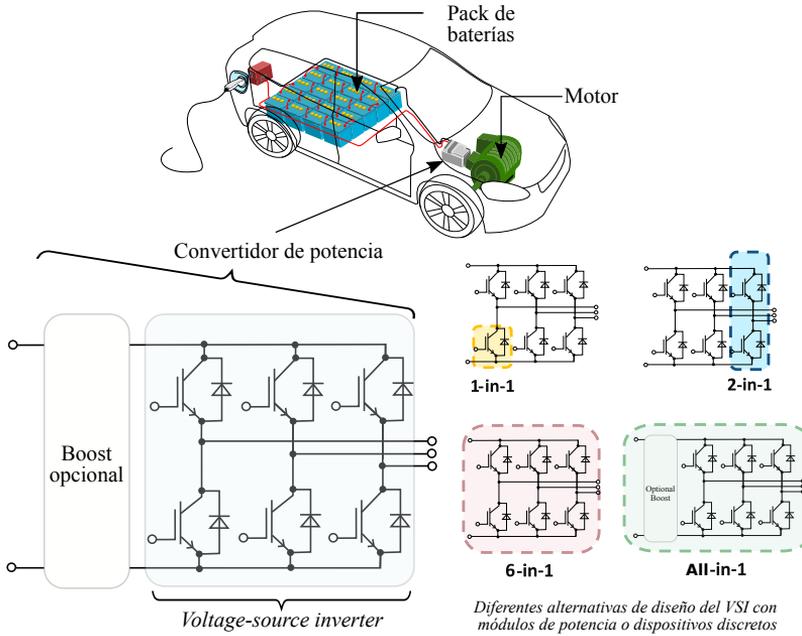


Figura 1.13: Alternativas en el diseño del inversor del sistema de propulsión del vehículo eléctrico en función de los dispositivos o módulos de potencia empleados.

ésta no es la alternativa común, ya que prácticamente todas las marcas de vehículos utilizan módulos de potencia con IGBTs de *Si* basados en diferentes arquitecturas (1-in-1 o *single*, 2-in-1 o *half-bridge* y 6-in-1 o *sixpack*) para conformar el VSI del sistema de propulsión del vehículo eléctrico (figura 1.13) [20]. Esto se debe, principalmente, a las mayores capacidades de corriente de los sustratos de cobre (DBC, *direct bonded copper*), además de otros beneficios como la reducción de los elementos parásitos en el circuito, mayor capacidad de enfriamiento (mejor comportamiento térmico), mayor rigidez mecánica, o el hecho de que son sistemas más compactos que permiten lograr mayores densidades de potencia [24].

En definitiva, la selección y diseño adecuados de cualquiera de los elementos que componen el sistema de propulsión de un vehículo eléctrico es determinante para su funcionamiento. Por ejemplo, en lo que se refiere al inversor, elegir una topología de convertidor u otra, o también una tecnología de semiconductor diferente,

compromete la fiabilidad a largo plazo de dichos elementos. Este problema es especialmente relevante tanto en las capas de soldadura como en los elementos de interconexión (principalmente, el *wire bonding*).

pueden requerir modificaciones en otros de los elementos vistos en esta sección (condensadores, refrigeración, etc.). Por lo tanto, se deben considerar todos los aspectos que involucran al sistema de propulsión de forma global. Dicho esto, a continuación se resumen los principales desafíos a los que se tiene que enfrentar la electrónica de potencia de los vehículos eléctricos de nueva generación.

1.2.3 Desafíos de la electrónica de potencia para los vehículos eléctricos de nueva generación

Entre sus desafíos, la electrónica de potencia debe obtener mejores prestaciones, principalmente en términos de eficiencia, gestión térmica, volumen y peso, densidad de potencia, operación a altas frecuencias y fiabilidad. Dichos aspectos se describen en detalle a continuación:

1. **Alta eficiencia.** Se debe utilizar un convertidor que permita, por un lado, la bidireccionalidad del flujo de energía para poder realizar el frenado regenerativo y ahorrar energía. Por otro lado, el convertidor debe sintetizar ondas de gran calidad armónica para reducir las pérdidas de potencia en la máquina eléctrica. Finalmente, se debe dimensionar el convertidor de tal forma que las pérdidas de potencia de los dispositivos semiconductores sean lo más reducidas posibles. Todos estos aspectos radican, entre otras cuestiones, en la topología de convertidor y el tipo de dispositivos semiconductores que se utilice, además de otros aspectos como, por ejemplo, los sistemas de refrigeración (a menores temperaturas menores pérdidas de potencia).
2. **Gestión térmica eficiente.** En lo que respecta al convertidor de potencia, aproximadamente el 60 % de los fallos producidos en los semiconductores es consecuencia directa del exceso de temperatura [83]¹⁶. En la actualidad, las temperaturas máximas de unión de los semiconductores (T_j) rondan los 150 °C pero, al tener que mantener un margen de seguridad, la temperatura máxima admisible queda aún más limitada. Teniendo esto en cuenta, y dado que es evidente que a menor temperatura de operación el tiempo de vida de los dispositivos de potencia aumenta, se deben elegir apropiadamente dichos dispositivos, además de disponer de un sistema de refrigeración que garantice una fiabilidad adecuada.
3. **Volumen y peso reducidos.** En lo que respecta al tamaño, los fabricantes de los vehículos deben cumplir ciertos requisitos. En general, existe una limitación de espacio para la electrónica de potencia y el motor, ya que el pack de baterías ocupa una parte considerable del sistema de propulsión.

¹⁶En [84] se indica que un aumento de 10 °C en la temperatura de operación de los semiconductores duplica la posibilidad de fallo en los mismos.

Del mismo modo, un peso elevado aumenta en cierta medida el consumo del vehículo, lo que deriva en una reducción de su autonomía. Por lo tanto, hay que optimizar las dimensiones y el peso de varios elementos que afectan al tamaño del convertidor como, por ejemplo, el sistema de refrigeración. En cualquier caso, estos requisitos no son igual de restrictivos en unos vehículos u otros. Por ejemplo, los vehículos híbridos tienen un mayor grado de restricciones que los eléctricos puros, ya que los motores de combustión y eléctricos deben compartir un espacio más reducido [16].

4. **Densidad de potencia elevada.** Si para una misma potencia se reduce el tamaño de varios de los elementos integrantes del convertidor de potencia, tales como el bus DC [85] o el sistema de refrigeración [52], se permite aumentar la densidad de potencia del convertidor. Del mismo modo, otra de las mayores particularidades del sistema de propulsión de un vehículo eléctrico radica en la tendencia actual de aumentar la velocidad mecánica de los motores. De este modo, se consigue lograr una determinada potencia mecánica en el eje del vehículo y, a su vez, reducir el peso y el volumen del motor (en comparación con los motores de velocidad de rotación “lenta” para la misma potencia nominal). Todo ello deriva en un aumento de la densidad de potencia, a la vez que se consigue aumentar la velocidad de los motores. De hecho, las velocidades de giro mecánicas, que se encuentran hoy en día, superan incluso las 15.000 rpm [16, 46]. Esto a su vez está estrechamente relacionado con el aumento de la tensión de la batería, lo que también implica que se deban utilizar convertidores de potencia con semiconductores que operen a tensiones más elevadas.
5. **Operación a altas frecuencias de conmutación.** Aumentar la velocidad de rotación de los motores tiene dos consecuencias directas sobre el sistema de propulsión y su diseño. Por un lado, si se mantiene la frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores, la frecuencia fundamental¹⁷ de las tensiones sintetizadas por el convertidor en el bobinado del motor se acerca a las componentes armónicas producidas por la conmutación. Por este motivo, es necesario aumentar la frecuencia de conmutación y, así, mejorar el rizado de la corriente en la carga y la distorsión armónica (THD_i), ya que dichos parámetros tienen relación directa con las pérdidas óhmicas del motor. Por otro lado, en ciertas ocasiones aparecen problemas de regulación debido a los retardos de control de los sistemas digitales empleados, además del número limitado de muestras disponibles por periodo eléctrico para realizar el control [86, 87]. En este sentido, aunque es teóricamente posible utilizar técnicas de control y modulación particulares que garanticen la regulación de los motores a estas altas velocidades de

¹⁷ $f_e = 2\pi P\omega_{mech}$, donde P es el número de pares de polos del motor.

rotación [88], en la práctica, la implementación de estas técnicas es compleja. Esto se debe, principalmente, a las altas no linealidades (debido a la saturación magnética) presentes en los motores eléctricos destinados a los vehículos eléctricos. Por lo tanto, se hace imprescindible aumentar tanto la frecuencia de muestreo del algoritmo de control como la frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores de potencia. De hecho, en un futuro cercano se requerirán frecuencias de conmutación de entre 20 kHz y 40 kHz (lejos de las actuales de los IGBTs).

6. **Aumento de la fiabilidad.** Por lo general, en los vehículos eléctricos los convertidores de potencia deben operar en ambientes de muy alta temperatura y bajo grandes niveles de estrés mecánico. En consecuencia, los componentes que integran los convertidores de potencia (dispositivos semiconductores, condensadores, inductancias, elementos de control, sistema de refrigeración y elementos auxiliares, tales como conectores, etc.) deben ser elegidos de acuerdo con estas condiciones particularmente exigentes. Además, es obligatorio realizar un diseño que garantice la fiabilidad del sistema de propulsión, maximizando el tiempo medio entre fallos (MTBF, *mean time between failures*) para asegurar una larga vida útil, incluso en condiciones ambientales tan difíciles. En este punto, se debe constatar que no se puede lograr un diseño que sea al 100% tolerante a fallos. Por ello, es de gran interés desarrollar *drives* (convertidor y motor, así como sus correspondientes estrategias de control/modulación) tolerantes a fallos que permitan que el vehículo termine su misión o, al menos, llegue a su destino de manera segura ante faltas en cualquier elemento del sistema de propulsión. Este objetivo requiere la selección de la topología de convertidor más adecuada, donde los condensadores que integran el bus de continua, los dispositivos semiconductores y la electrónica digital encargada del disparo de estos semiconductores son elementos críticos.

En general, se puede apreciar que cada desafío está estrechamente relacionado con los demás. Por lo tanto, para lograr superar dichos desafíos, se hace imprescindible la investigación de nuevos convertidores de potencia, considerando aspectos como la topología de convertidor, la tecnología de los semiconductores, los sistemas de refrigeración, o diseños óptimos del bus DC, entre otras muchas características.

En este punto, y como se ha mencionado previamente, la incorporación de semiconductores WBG supone una reducción de las pérdidas de potencia para una misma frecuencia de conmutación frente a sus dispositivos predecesores de *Si*. Además, aunque en la práctica éstos no han alcanzado la temperatura máxima de operación debido a las limitaciones de los encapsulados (heredados de la tecnología *Si*), éstos pueden soportar temperaturas más elevadas que el *Si* debido a sus

propiedades físicas (figura 1.11). Del mismo modo, los dispositivos WBG, además de ser, por lo general, dispositivos más pequeños que los de *Si* (comparando dispositivos de características similares), también permiten reducir el tamaño de los sistemas de refrigeración (debido a la reducción de pérdidas de potencia) [75]. Por ello, desde el punto de vista de volumen, peso y densidad de potencia son una alternativa atractiva. Por otro lado, no se debe olvidar que, debido a sus menores pérdidas de conmutación, es posible hacer funcionar a estos nuevos dispositivos a frecuencias de conmutación más elevadas, lo cual reduce los problemas derivados de la tendencia de aumentar la velocidad de rotación de los motores. Es por todos estos motivos que los fabricantes de los vehículos apuestan por la innovación en la tecnología de los dispositivos. Sin embargo, aumentar las frecuencias de conmutación de los dispositivos y mejorar todas estas características tiene varias consecuencias perjudiciales. En primer lugar, cuando se trabaja a altas frecuencias de conmutación los efectos parásitos que introduce el conjunto del bus DC y *bus bar* interactúan con la conmutación de los semiconductores de potencia, pudiendo derivar en problemas operativos del convertidor, así como en su deterioro [89]. Por otro lado, la incorporación de semiconductores WBG conlleva que las capacidades e inductancias parásitas del circuito de conmutación se vuelven más críticas debido a sus rápidos transitorios de encendido y apagado (d/dt) y altas frecuencias de operación. Esta dinámica hace que surjan sobretensiones, oscilaciones y efectos resonantes, produciendo un mayor contenido armónico, efectos de *crosstalk* y, en definitiva, problemas de fiabilidad del convertidor de potencia [89–91]. Además, uno de los mayores problemas de fiabilidad a los que se encuentran sometidos los sistemas de propulsión de los vehículos eléctricos radica en la tensión de modo común (CMV, *Common Mode Voltage*) [92–94]. En concreto, la CMV introduce corrientes de fuga a través de los rodamientos del motor [92–94], aumentando las probabilidades de fallos prematuros en los motores y reduciendo los ciclos de vida de los sistemas de propulsión. En este contexto, dado que los problemas relacionados con la CMV se agravan al aumentar las frecuencias de conmutación y la tensión del bus DC [74, 95], si los futuros convertidores de potencia incorporan semiconductores WBG y las baterías aumentan sus niveles de tensión de operación a 800 V, estos problemas serán más frecuentes. Por lo tanto, la CMV requiere un estudio específico adicional para ver como solventar todos estos futuros problemas. En este sentido, a continuación se introduce con mayor detalle el origen y las consecuencias de esta tensión parásita.

1.2.4 Problemática de la tensión de modo común

En general, cualquier sistema eléctrico/electrónico se diseña para funcionar aplicándole una diferencia de tensión entre dos o más terminales (figura 1.14(a)). Cuando se establece una diferencia de tensión a la entrada (v_{dif}), la corriente cir-

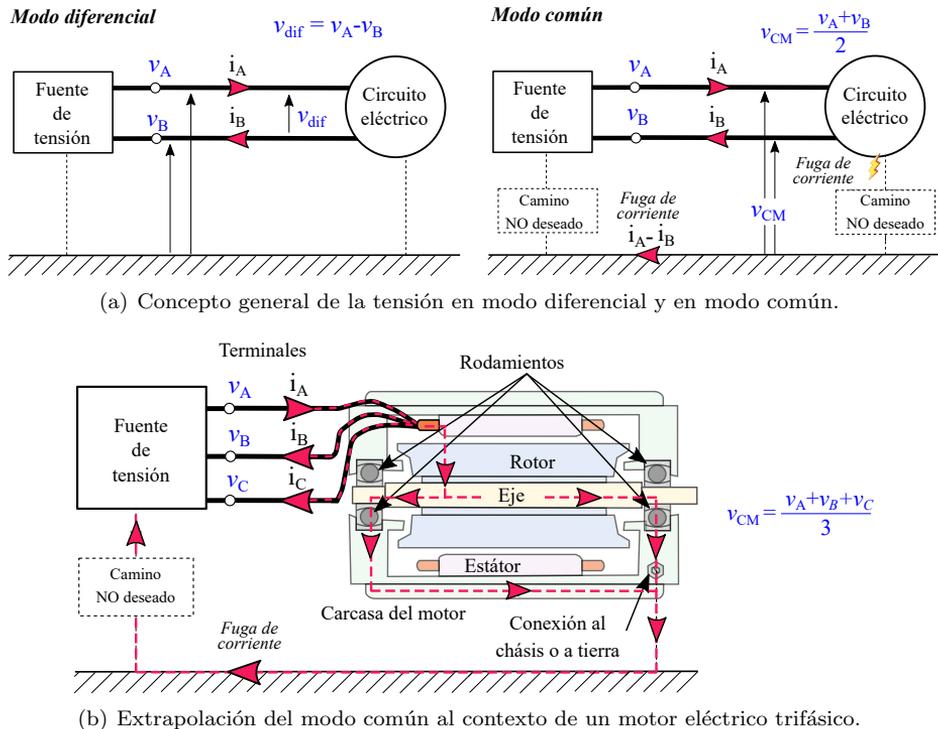


Figura 1.14: Problemática de la tensión de modo común en un motor eléctrico.

cula del terminal de mayor tensión (v_A) al terminal de menor tensión (v_B). Este modo de funcionamiento se denomina modo diferencial y es el funcionamiento deseado en los circuitos eléctricos. Sin embargo, cuando se establece esta tensión de modo diferencial, aparece inherentemente una tensión de modo común (v_{CM}) asociada a ella (figura 1.14(a)). En consecuencia, una parte de la corriente que entra en el terminal de mayor tensión puede circular por un camino no deseado y regresar a la fuente de energía a través de la conexión a tierra [96–98]. Esta corriente de fuga, que debe ser inapreciable, en la práctica no es tan pequeña [99–101].

Extrapolando este fenómeno al contexto de los motores eléctricos, es habitual que parte de la corriente circule a través de algunos elementos mecánicos del motor como, por ejemplo, los rodamientos (figura 1.14(b)). Este es un problema que se ha investigado en la literatura desde hace algunas décadas [102–107], pero que hasta la incorporación masiva de los convertidores de potencia no ha tenido un

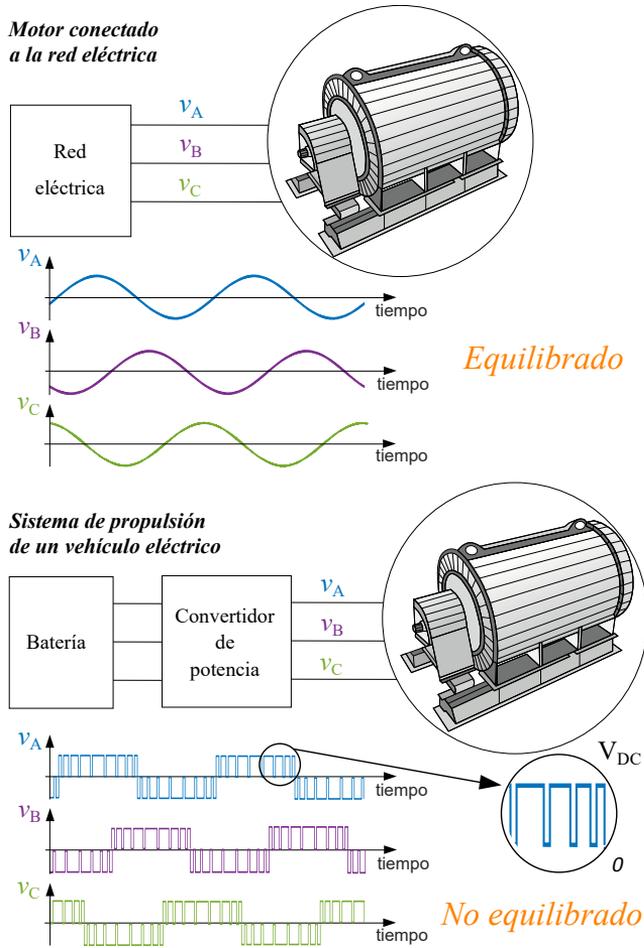


Figura 1.15: Forma de onda de las tensiones que alimentan un motor cuando se conecta directamente a la red eléctrica o si se utiliza un convertidor de potencia.

impacto significativo. De hecho, en las máquinas que no utilizan convertidores de potencia y se conectan directamente a la red eléctrica (figura 1.15), la CMV es prácticamente nula. Esto es debido a que, cuando las tensiones que se establecen a la entrada del motor están totalmente equilibradas, la corriente circula únicamente a través de los terminales de entrada (la suma de las tensiones de entrada es cero). En este caso, únicamente existen fugas de corriente de baja frecuencia ante desequilibrios de la red. Por lo tanto, en estos casos la CMV no representa un problema significativo. Por el contrario, en el caso de los vehículos eléctricos

cos, el convertidor de potencia debe conmutar los semiconductores de potencia a grandes frecuencias para conseguir las señales sinusoidales de corriente en la salida con amplitud, fase y frecuencia variables, pero a costa de generar tensiones desequilibradas, lo que deriva en formas de onda de CMV [93, 108, 109].

La figura 1.16 muestra, a modo de ejemplo, una secuencia de conmutación de un inversor, donde “encendiendo” los dispositivos SW_{A1} , \overline{SW}_{B1} y SW_{C1} se genera un nivel de CMV de $2V_{DC}/3$. Siguiendo este ejemplo y para todas las secuencias de conmutación posibles del inversor (en este caso 8 estados posibles), se obtiene como resultado una señal pulsante con forma piramidal, la cual presenta variaciones de tensión de gran frecuencia y gran amplitud. De ahí el problema de aumentar la tensión de las baterías y las frecuencias de conmutación de los dispositivos semiconductores, ya que estas formas de onda tienen un mayor número de variaciones de tensión y mayores amplitudes [74, 95].

A diferencia de los motores industriales, los motores de los vehículos eléctricos no pueden disponer de una conexión de tierra que permita circular la corriente generada por la CMV. Por ello, esta tensión se vuelve más crítica. De hecho, esta tensión parásita puede causar problemas en los elementos eléctricos/electrónicos e incluso mecánicos que componen el vehículo. Por un lado, las EMI son elevadas debido al modo común [110–115]. Éstos pueden afectar a otros subsistemas del vehículo eléctrico, como las unidades de control (ECU, *electronic control unit*) y sus comunicaciones. Por lo tanto, para hacer frente a estos problemas, se deben seguir pautas de diseño adecuadas, verificando posibles EMI conducidas y radiadas, y teniendo en cuenta las regulaciones de EMC (compatibilidad electromagnética)¹⁸ [116, 117]. Por otro lado y en cuanto a la fiabilidad del vehículo se refiere, también pueden aparecer otros problemas, tal y como muestra la figura 1.17. Las grandes variaciones de tensión generadas hacen que se deteriore el aislamiento de los bobinados del estátor. A medida que se pierde el aislamiento, las posibilidades de cortocircuitar los bobinados son mayores, aumentando las probabilidades de rotura del motor [118]. Además, las corrientes de fuga mencionadas anteriormente afectan a los rodamientos del motor, siendo estas últimas una de las principales responsables de producir averías en los motores eléctricos [92, 95, 106, 119, 120].

En las últimas décadas, la comunidad científica y la industria han trabajado conjuntamente en la búsqueda de soluciones a este problema de la CMV [93, 105, 106, 121]. Muchas de estas soluciones se han abordado desde el punto de vista mecánico. Otras de estas soluciones se han centrado en el origen para eliminar la CMV y corregir el problema radicalmente [99, 122, 123]. En esta tesis se pretende

¹⁸Entre la normativa existente aplicable a los vehículos eléctricos, conviene considerar la Norma 10 de la CEPE, así como la regulación IEC 61967 (150 kHz a 1 GHz) o IEC 61851.

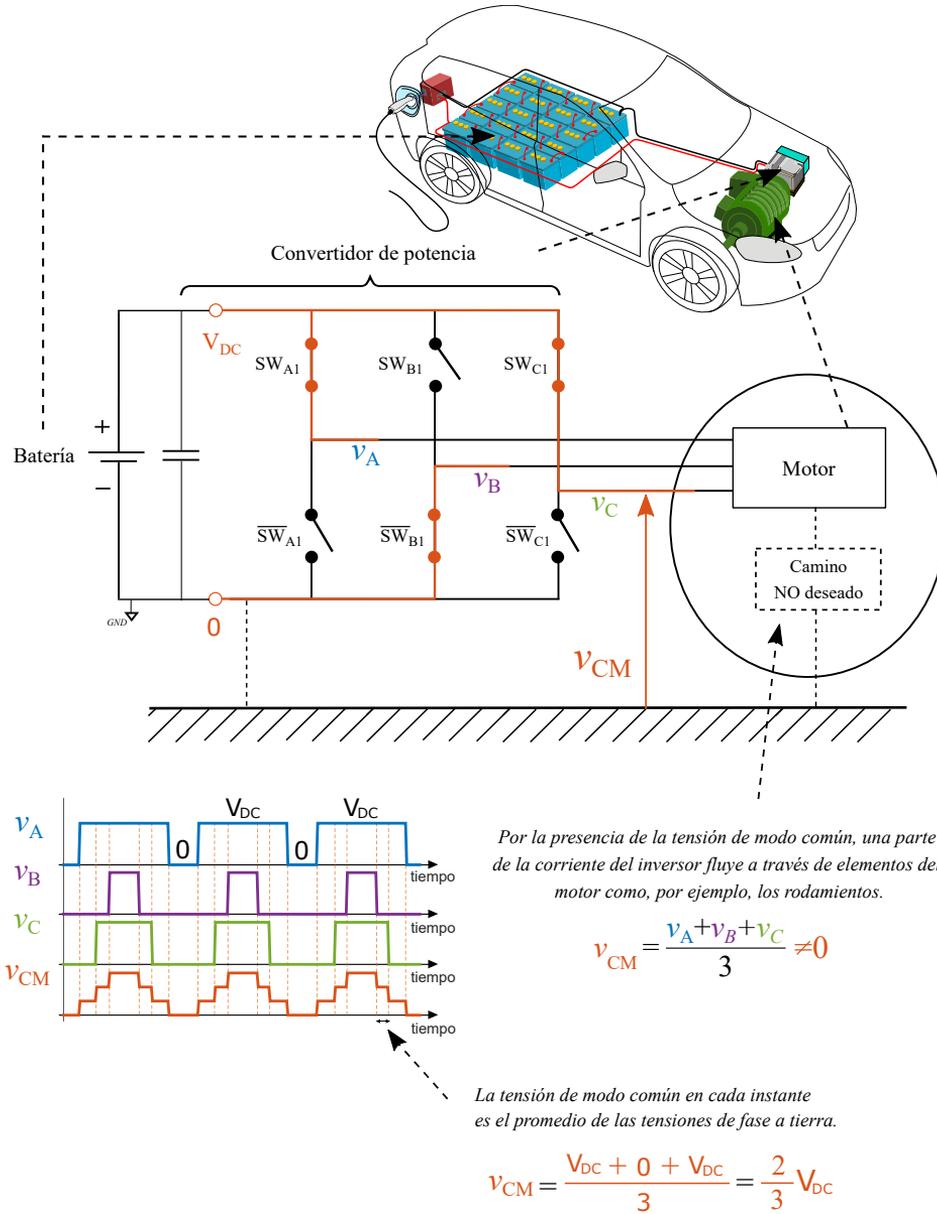


Figura 1.16: Origen de la tensión de modo común en el vehículo eléctrico.

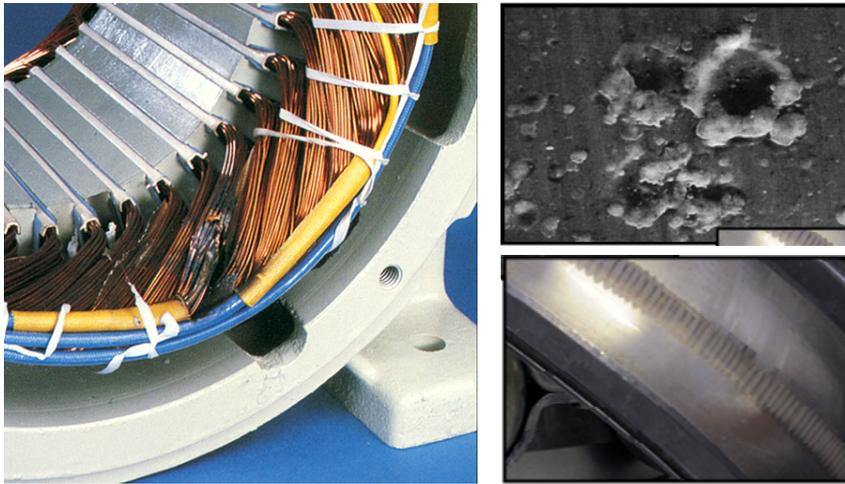


Figura 1.17: Daños producidos por la tensión de modo común en los motores.

proponer soluciones que permitan eliminar la CMV abordando el problema desde el convertidor de potencia, buscando tanto una topología de convertidor novedosa como una técnica de modulación que permitan eliminar o reducir esta tensión de forma eficaz.

1.3 Objetivos generales de la tesis

Debido a la importancia del convertidor de potencia del tren de tracción del vehículo eléctrico, el trabajo desarrollado en esta tesis se centra en la investigación y el desarrollo de un convertidor novedoso cuyas características cumplan, por un lado, con los requisitos impuestos por los sistemas de propulsión de un vehículo eléctrico y, por otro, mejoren sus prestaciones. A su vez, dicho objetivo general viene acompañado de varios objetivos secundarios que se han definido para elaborar esta tesis, los cuales se detallan a continuación:

1. Analizar los requisitos actuales de los sistemas de propulsión de los vehículos eléctricos, prestando especial atención al convertidor de potencia, así como a distintos aspectos de diseño de éste (tecnología de semiconductores, bus DC, refrigeración, etc.).
2. Revisar los problemas derivados de la CMV en los accionamientos de motor, además de ver cómo se origina, que parámetros afectan a dicha tensión, y cuales son las principales soluciones de mitigación de esta problemática.

3. Estudiar las topologías de convertidores de potencia y las técnicas de modulación más relevantes que permitan reducir la CMV en el tren de tracción de un vehículo eléctrico.
4. Determinar un criterio de cuantificación de la CMV que permita comparar las diferentes soluciones analizadas en la tesis.
5. Aplicar el criterio seleccionado y comparar diversas topologías de convertidores y técnicas de modulación mediante su simulación, para poder seleccionar la mejor alternativa en términos de eficiencia, distorsión armónica de la carga, CMV, etc.
6. Proponer, desarrollar y validar experimentalmente un convertidor de potencia para el tren de tracción del vehículo eléctrico a escala, acorde a los requisitos revisados en este capítulo, además de obtener/cuantificar sus parámetros característicos con el fin de validar las mejoras obtenidas frente al convertidor VSI convencional.

1.4 Estructura del documento

Esta tesis consta de siete capítulos y tres anexos. Además de este capítulo introductorio, el contenido del documento se divide de la siguiente manera:

Capítulos:

2 Problemática de la tensión de modo común en accionamientos de motor con inversor.

En este capítulo se analiza uno de los problemas más comunes en los accionamientos de motores eléctricos: la CMV. Si bien el sistema de propulsión de un vehículo eléctrico utiliza un inversor para accionar el motor, ésta no es la única aplicación que se enfrenta al problema recurrente de la CMV. Por ello, se analiza este fenómeno de forma general, ya que produce una serie de problemas que derivan en un peor funcionamiento o en la avería de los motores eléctricos. En primer lugar, el capítulo explica en detalle el origen de esta tensión y su relación con la técnica de modulación del inversor. Posteriormente, se explica en detalle su relación con otros parámetros relevantes en el funcionamiento de un inversor, y se define una serie de figuras de mérito para cuantificar este problema. Finalmente, también se revisan todos los problemas que surgen de esta tensión parásita y cuáles son sus principales soluciones.

3 Topologías de convertidores de potencia para la reducción de la tensión de modo común en aplicaciones de vehículo eléctrico.

Este capítulo se centra en el estudio de las topologías de convertidores de potencia. En concreto, el VSI es una topología de convertidor madura, robusta y fiable, pero presenta algunas limitaciones que pueden resolverse con el uso de otros convertidores. De hecho, la CMV es un problema que, en el caso del convertidor VSI, es especialmente perjudicial debido a los niveles de tensión que éste genera. Para resolver estos problemas, existe una serie de topologías trifásicas de dos niveles que, incorporando un hardware adicional al VSI, reducen la CMV. Además, las topologías de convertidor multinivel o multifase también son una alternativa válida para reducir dicha tensión. Por ello, y considerando las distintas alternativas que se han propuesto en la literatura, este capítulo revisa en detalle cada una de ellas y su relación con esta tensión parásita.

4 Técnicas de modulación para la reducción de la tensión de modo común.

Este capítulo revisa las técnicas de modulación más relevantes que se pueden utilizar en los convertidores revisados en el capítulo 3. Dado que la modulación del inversor es de vital importancia, tanto para acondicionar la energía proporcionada por la fuente a la carga como para regular la velocidad y el par de los motores eléctricos, se debe elegir una técnica de modulación adecuada que encuentre el equilibrio entre las pérdidas de conmutación de los dispositivos semiconductores y la cantidad y el nivel de los armónicos que contienen las señales sintetizadas por el inversor (perfiles de tensión y corriente). En este sentido, las técnicas de modulación convencionales S-PWM y SV-PWM presentan un buen comportamiento en términos de pérdidas y distorsión armónica. Sin embargo, son las que producen los peores valores de CMV, lo cual produce problemas de fiabilidad en los accionamientos de motores. Para resolver estos problemas, se deben explorar otras técnicas de modulación de la literatura científica que reduzcan esta tensión.

5 Análisis de prestaciones y comparativa de topologías de convertidor y técnicas de modulación mediante simulación.

Una vez identificadas aquellas topologías de convertidor y técnicas de modulación que mejor se adaptan a los requisitos de los futuros sistemas de propulsión de los vehículos eléctricos y que, a su vez, permiten reducir la CMV, es necesario compararlas y validar sus prestaciones en términos de eficiencia, calidad de señales, CMV, etc. Por lo tanto, en este capítulo se evalúan, mediante simulación, varias de las topologías de convertidor y técnicas de modulación revisadas en los capítulos 3 y 4. De ese modo, a partir de los re-

sultados obtenidos se demuestran las fortalezas y debilidades de la topología de convertidor que se propone en esta tesis. Todo ello permite demostrar que dicha topología, junto con una técnica de modulación apropiada, consigue un buen equilibrio entre todas las prestaciones antes mencionadas, haciendo énfasis en la reducción de la CMV.

6 Prototipado y validación del convertidor de potencia ZVR-D2.

Una vez validadas las fortalezas y debilidades de la topología de convertidor y la técnica de modulación propuestas, en este capítulo se profundiza en dicho convertidor. Inicialmente, se constituye un prototipo de éste, tomando como referencia un convertidor que actualmente se incorpora en el tren de tracción de algunos vehículos eléctricos. De esa forma, se puede validar mediante la experimentación la capacidad que tiene dicho prototipo para reducir la CMV. Posteriormente, para proporcionar resultados más cercanos a la realidad se realizan simulaciones en el contexto de la operación de un vehículo eléctrico, utilizando ciclos de conducción que se han definido a partir de datos reales de vehículos eléctricos. En dichas simulaciones se analiza la eficiencia que proporciona la combinación de convertidor y modulación propuestas frente a la solución convencional de emplear un VSI y una técnica de modulación como la SV-PWM. Todo ello permite demostrar el valor añadido del convertidor y la modulación que se proponen en esta tesis.

7 Conclusiones y trabajo futuro.

En este capítulo se presentan las conclusiones extraídas de esta tesis, así como las principales aportaciones de la misma. Además, se describen las publicaciones derivadas de este trabajo y se proponen varias líneas de investigación para dar continuidad al trabajo.

Anexos:

A Tensión de modo común en aplicaciones fotovoltaicas y topologías monofásicas de conversión.

En los últimos años, los sistemas fotovoltaicos sin transformador se han popularizado frente a los que utilizan transformadores debido a las ventajas que éstos ofrecen como, por ejemplo, mayor eficiencia, menor tamaño y precio más bajo. Sin embargo, eliminar el transformador y, por consiguiente, el aislamiento del convertidor, hace que circulen corrientes de fuga a través de capacidades parásitas, como ocurre en las aplicaciones que incluyen motores eléctricos. Además, estos problemas introducen otros relacionados con las interferencias electromagnéticas. Por estos motivos, en la literatura científica se han propuesto varias topologías de convertidor (principalmente monofásicas) para reducir las corrientes de fugas y la CMV. Teniendo esto en cuenta,

este anexo revisa brevemente las topologías de convertidor monofásicas sin transformador que tienen relación con el trabajo desarrollado en esta tesis.

B Modelado térmico y de pérdidas de los dispositivos semiconductores.

Estimar las pérdidas de potencia y la respuesta térmica de los semiconductores es fundamental durante las primeras etapas de diseño de un convertidor de potencia aplicado al vehículo eléctrico. De hecho, para seleccionar apropiadamente los dispositivos semiconductores, además de para dimensionar correctamente la etapa de potencia y el sistema de refrigeración, se hace indispensable conocer esta información. En general, los modelos térmicos y de pérdidas se realizan a partir de los datos disponibles en la hoja de características del fabricante, los cuales deben tratarse de forma correcta para poder realizar una estimación lo más cercana posible a la realidad. Considerando lo anterior, este anexo revisa como se modelan las pérdidas de potencia y el circuito térmico equivalente de los semiconductores. Además, se detalla cual ha sido el modelo específico que se ha utilizado para obtener los resultados en esta tesis.

C Modelado del sistema de propulsión del vehículo eléctrico.

Hasta la fecha, los vehículos eléctricos tienen, por lo general, un rango de conducción limitado en comparación con los vehículos convencionales. Por lo tanto, utilizar ciclos de conducción que permitan estimar la autonomía de los vehículos eléctricos de manera precisa se hace necesario para eliminar la conocida “ansiedad de autonomía”, la cual se refiere al miedo de los conductores a quedarse sin energía mientras conducen. Además, resulta interesante utilizar modelos vehiculares que incluyan todos los elementos integrantes del tren de potencia de un vehículo eléctrico (batería, inversor y motor), así como su control, para poder determinar durante condiciones cercanas a la realidad cuales son las características de alguno de estos elementos. En este sentido, en este anexo se describe como se modela cada uno de los elementos mencionados, lo cual sirve para estimar el comportamiento del inversor que se propone en esta tesis durante condiciones cercanas a la realidad. Además, se introducen algunos ciclos de conducción específicos para vehículos eléctricos que se han utilizado para obtener resultados más precisos.

Parte II

La tensión de modo común en el tren de tracción del vehículo eléctrico: estado de la tecnología

Capítulo 2

Problemática de la tensión de modo común en accionamientos de motor con inversor

2.1 Introducción

Los accionamientos de motor se han utilizado durante mucho tiempo en una gran variedad de aplicaciones industriales como ventilación y aire acondicionado, calefacción, sistemas de elevación, bombeo de líquidos, etc [124–126]. Además, aunque dichos accionamientos todavía se utilizan para estos fines, su aplicación en el sector del transporte está ganando relevancia [16, 24]. De hecho, y tal y como se ha justificado en el capítulo 1, debido a la creciente preocupación y conciencia social sobre el calentamiento global y la necesidad de proteger el medio ambiente, se está destinando una gran cantidad de recursos a la investigación y desarrollo de sistemas de propulsión eléctricos en el sector del transporte. Concretamente, se están llevando a cabo importantes investigaciones en busca de accionamientos y motores eléctricos más eficientes [127–129], rentables [113, 130], así como fiables y duraderos [44, 131]. Sin embargo, el problema recurrente de las averías de los rodamientos de los motores sigue siendo una de las principales preocupaciones [101, 132, 133], ya que representan entre el 40 % y el 70 % de las averías de las máquinas eléctricas (figura 2.1). De hecho, los rodamientos son elementos críticos

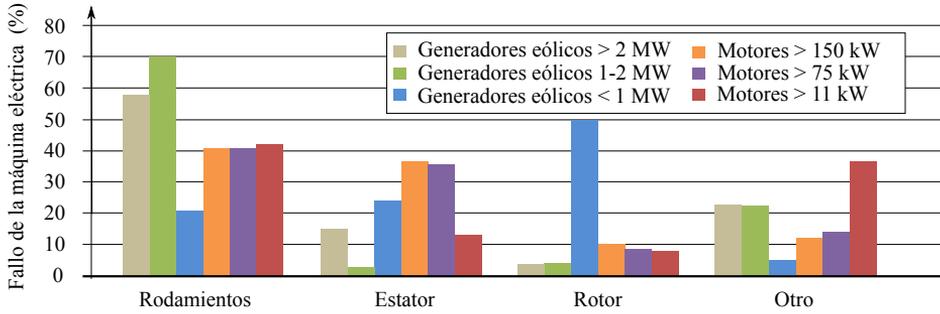


Figura 2.1: Fuentes de fallos en máquinas eléctricas por rango de potencia [119].

para el correcto funcionamiento de las máquinas eléctricas, ya que, entre otras funciones, deben mantener el rotor centrado dentro del estátor para que gire con la menor resistencia posible [93]¹. Por lo tanto, un fallo del rodamiento puede causar no solo una pérdida de la eficiencia, sino también un mal funcionamiento del motor y, por lo tanto, altos costes de reparación y, en última instancia, conducir a un fallo destructivo de todo el accionamiento de motor [101, 132].

El origen de este último problema recae en la modulación por ancho de pulso (PWM, *pulse-width modulation*). Utilizar este tipo de técnicas de modulación PWM para sintetizar las tensiones de salida del inversor representó un gran avance en la tecnología de los accionamientos de motor. Con anterioridad, la mayoría de los fallos de los rodamientos eran exclusivamente resultado de problemas mecánicos y/o térmicos, como, por ejemplo, corrosión, vibraciones y desalineación, entre otros [92, 93, 137]. Sin embargo, en los motores accionados por inversores basados en PWM, los fallos en los rodamientos se originan, generalmente, en el dominio eléctrico y, más precisamente, como consecuencia de las formas de onda de la tensión de modo común (CMV, *common-mode voltage*) que resultan de la modulación PWM [138–140]².

La figura 2.2 resume cómo las tensiones de salida del inversor generadas mediante PWM de alta frecuencia pueden dañar los rodamientos [92, 93, 106]. Concretamente, el patrón PWM que “enciende” y “apaga” los dispositivos de potencia (figura 2.2-①) produce tensiones de fase desequilibradas (figura 2.2-②) que, a su

¹Dada su importancia, actualmente son varias las empresas que trabajan en el análisis de los problemas de degradación de los rodamientos generados por estas corrientes de fuga [134–136].

²De manera análoga, y aunque no es el objetivo de este trabajo, en aplicaciones fotovoltaicas la CMV induce corrientes de fuga capacitivas que fluyen en un circuito de carácter resonante entre el convertidor, el filtro AC y la red eléctrica [141–144]. Al igual que en los motores, dichas corrientes parásitas pueden degradar e incluso producir roturas en elementos mecánicos críticos que componen estos sistemas, tales como los propios paneles fotovoltaicos (Anexo A).

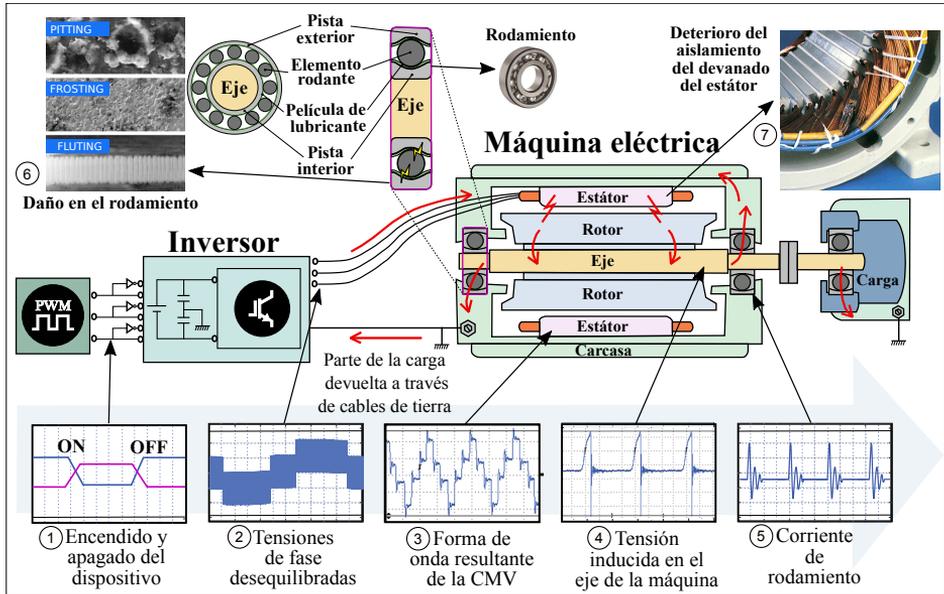


Figura 2.2: Resumen de los problemas producidos por la tensión de modo común en un sistema de propulsión.

vez, producen perfiles de la CMV con variaciones abruptas (figura 2.2-③). Estos valores elevados de $|dv/dt|$ alimentan capacidades parásitas del motor y, como resultado, una réplica de la CMV se refleja en el eje de la máquina, la cual puede exceder fácilmente la tensión de ruptura dieléctrica de la película de lubricante dentro del rodamiento (figura 2.2-④). En ese caso, se producirán descargas entre las pistas del rodamiento, en forma de pulsos de corriente oscilantes (figura 2.2-⑤), las cuales circulan a tierra o al chasis del vehículo (según la aplicación) [93, 145], pero a expensas de provocar daños en los rodamientos, tales como “picaduras” y “estrías” (figura 2.2-⑥) [92, 95, 106, 120]. Además, los problemas de la CMV no se limitan a estas corrientes parásitas, sino que estas formas de onda de conmutación rápida también deterioran los devanados del estátor de la máquina (figura 2.2-⑦) [118], y generan interferencias electromagnéticas (EMI, *electromagnetic interferences*) significativas [110–115].

La importancia de la problemática de la CMV en las máquinas eléctricas ha dado como resultado que la comunidad científica y la industria se esfuercen notablemente en buscar soluciones al problema [95, 110, 111, 120, 146]. En este contexto, se pueden distinguir dos líneas de investigación principales según donde se ponga el foco: (1) proteger los rodamientos o (2) actuar sobre el origen del problema,

es decir, sobre la CMV. La primera incluye medidas tales como reemplazar los rodamientos clásicos por rodamientos cerámicos más robustos, o incluir un anillo de puesta a tierra en el motor, entre otras [105, 106, 147]. La segunda línea, la cual aborda el problema desde el origen, puede, a su vez, dividirse en tres ‘sublíneas’: (i) utilizar filtros clásicos basados en elementos reactivos [93, 148], (ii) usar topologías de convertidor de potencia particularizadas para la reducción de la CMV [97, 149, 150], o bien, (iii) utilizar técnicas de modulación específicas que también reduzcan la CMV [97, 151–153].

Considerando todo lo anterior, este capítulo revisa, en primer lugar, el origen de la CMV (sección 2.2), particularizado el caso de estudio para un accionamiento de motor alimentado por inversor trifásico. Además, se explica como afecta la técnica de modulación a esta tensión parásita. A continuación, se muestran los parámetros que afectan de manera más significativa a la forma de onda de la CMV (sección 2.3). En este punto, se muestran dos posibles vertientes de estudio y se proponen figuras de mérito para cuantificar la forma de onda de la CMV (sección 2.4). Posteriormente, la sección 2.5 revisa y enumera los problemas derivados de la CMV y, finalmente, en la sección 2.6 se explican cuales son las posibles soluciones que se pueden utilizar para abordar dichos problemas.

2.2 Origen de la tensión de modo común

Como punto de partida conviene definir la CMV en un inversor trifásico para, posteriormente, analizar la influencia que tiene una determinada técnica de modulación en dicha tensión.

2.2.1 Definición y esquema del conjunto inversor-motor

De forma general, la figura 2.3 muestra el circuito eléctrico equivalente correspondiente a un conjunto inversor-motor trifásico. La arquitectura de convertidor de potencia representada es el inversor de fuente de tensión trifásico de dos niveles, denominado, a partir de aquí, simplemente VSI. Dicho convertidor tiene el punto de referencia de tensión en el punto medio del bus DC ($V_{DC}/2$) y alimenta un motor con conexión en estrella. El bobinado trifásico de dicho motor se representa mediante las impedancias Z_{AN} , Z_{BN} y Z_{CN} , mientras que la capacidad parásita entre el devanado y la referencia de tensión se representa mediante la impedancia Z_{N0} (figura 2.3). Asimismo, las figuras 2.4(a)-2.4(c) muestran las formas de onda de tensión sintetizadas por el inversor cuando se aplica la técnica de modulación *Space vector* PWM (SV-PWM), las cuales se representan en la figura 2.3 como

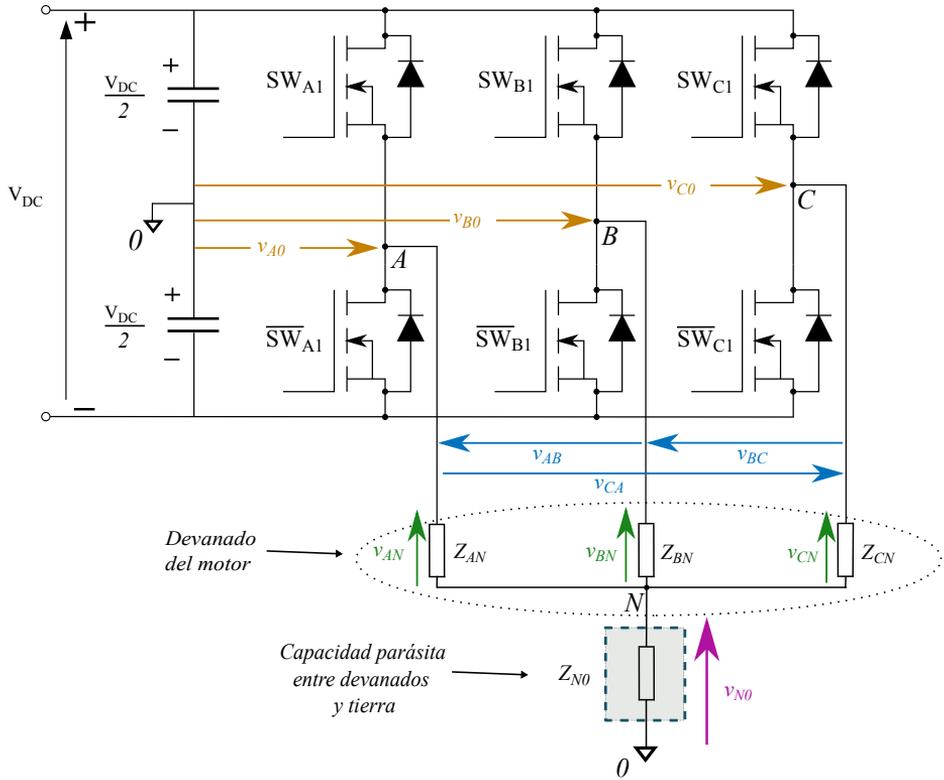


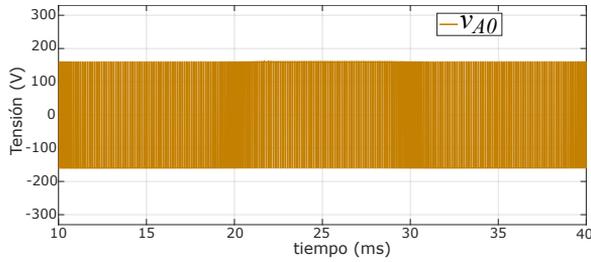
Figura 2.3: Esquema eléctrico de un inversor de fuente de tensión (VSI) trifásico de dos niveles con carga conectada en estrella y su impedancia de modo común.

v_{A0} , v_{B0} y v_{C0} (tensiones fase-tierra), v_{AB} , v_{BC} y v_{CA} (tensiones entre fases), y v_{AN} , v_{BN} y v_{CN} (tensiones fase-neutro).

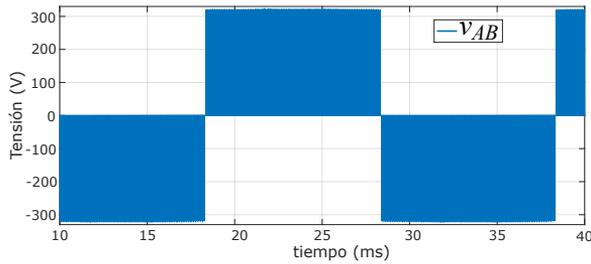
Teniendo en cuenta todas las características anteriores, la conservación de la carga en el punto neutro (N) requiere que

$$\frac{v_{N0}}{Z_{N0}} = \frac{v_{A0} - v_{N0}}{Z_{AN}} + \frac{v_{B0} - v_{N0}}{Z_{BN}} + \frac{v_{C0} - v_{N0}}{Z_{CN}}, \quad (2.1)$$

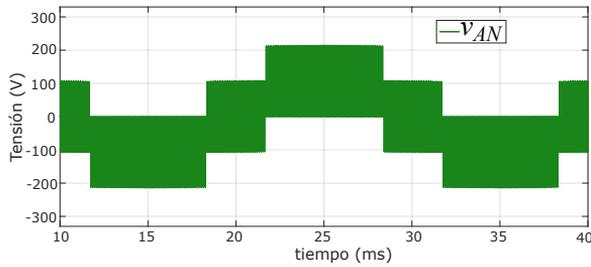
que, para un motor con impedancias de fase iguales $Z_{AN} = Z_{BN} = Z_{CN}$ (cargas



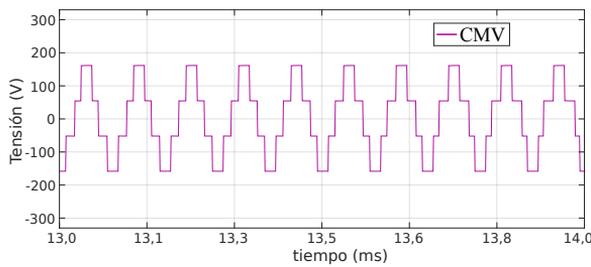
(a) Tensión de fase-tierra de la fase A (v_{A0}).



(b) Tensión entre líneas v_{AB} .



(c) Tensión fase-neutro v_{AN} .



(d) Tensión de modo común v_{CM} (detalle).

Figura 2.4: Tensiones sintetizadas por un VSI convencional al aplicar SV-PWM.

equilibradas), permite expresar la tensión neutro-tierra³ como

$$v_{N0} = \frac{3Z_{N0}}{3Z_{N0} + Z_{AN}} v_{CM}, \quad (2.2)$$

donde v_{CM} es la tensión de modo común (CMV), que se define como el promedio de las tensiones fase-tierra:

$$v_{CM} \triangleq \frac{v_{A0} + v_{B0} + v_{C0}}{3}. \quad (2.3)$$

Por lo tanto, la CMV tiene un impacto significativo en la tensión neutro-tierra de la máquina, la cual, en presencia de una impedancia parásita, provoca que se descarguen corrientes hacia el chasis del vehículo o, en general, el punto de potencial de tierra (para otras aplicaciones). Además, como se ha introducido en el capítulo 1, si el motor eléctrico se alimentase directamente mediante una red trifásica sinusoidal y equilibrada (idealmente $v_{A0} + v_{B0} + v_{C0} = 0V$), se cumpliría que $v_{CM} = 0V$. Sin embargo, cuando el motor se acciona a través de un inversor con PWM $v_{CM} \neq 0V$, siendo dicha tensión proporcional a la tensión del bus DC (V_{DC}) y con una frecuencia directamente relacionada con la frecuencia de la portadora o frecuencia de conmutación (f_{sw}) del VSI [95, 155]. Este último escenario se representa en la figura 2.4(d), donde se muestra la forma de onda de la CMV obtenida para la técnica de modulación SV-PWM. En dicha figura, se puede apreciar la forma de onda de una señal pulsante y periódica, la cual tiene cuatro niveles distintos de tensión y un gran número de variaciones. Sin embargo, esto puede variar para otras técnicas PWM. Por ello, a continuación se muestra la influencia de la técnica de modulación SV-PWM en la CMV.

2.2.2 Influencia de la técnica de modulación en la tensión de modo común

Para analizar cómo una técnica de modulación determinada influye en la CMV de un VSI, se ha escogido como referencia la técnica vectorial SV-PWM, por ser una de las técnicas más empleadas [156]. Además, su representación vectorial facilita la comprensión de la influencia de una determinada técnica de modulación en la CMV, ya que cada vector tiene asociado uno de los posibles estados de conmutación del inversor.

³Algunos autores reservan el término ‘tensión en modo común’ y su abreviatura CMV para indicar la tensión en el punto neutro, $v_{N0}(t)$, cuya forma de onda se asemeja a la de $v_{CM}(t)$ para las frecuencias donde la relación de impedancias de (2.2) se acerca a la unidad [92, 154].

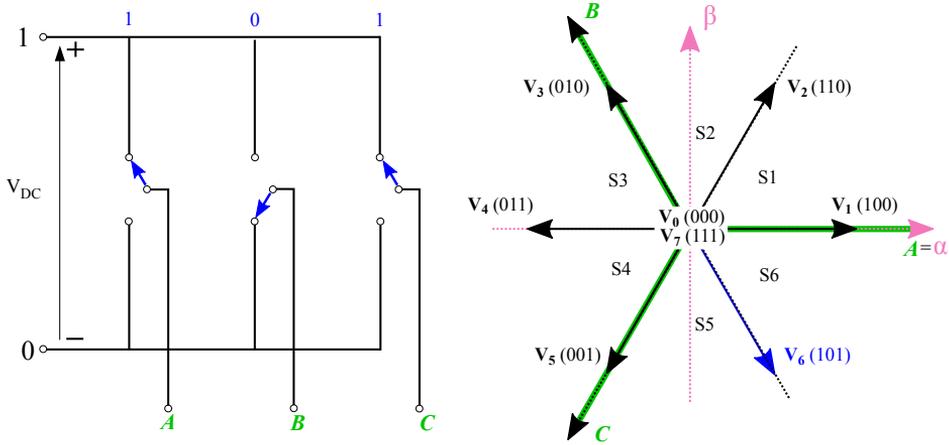


Figura 2.5: Transformación del diagrama tridimensional de las tensiones de salida del VSI convencional al diagrama bidimensional $\alpha\beta$.

En la técnica SV-PWM, cada uno de los posibles estados del convertidor (componentes en el dominio del tiempo) se transforma en una representación tridimensional mediante tres componentes estacionarias y ortogonales $\alpha\beta\gamma$ (también llamadas $\alpha\beta 0$), de las cuales, en general, la componente homopolar γ (o señal de secuencia cero) no tiene un rol significativo en la modulación⁴. La bien conocida transformación de Clarke permite que la representación vectorial tridimensional ABC se muestre directamente en un diagrama bidimensional, es decir, el plano $\alpha\beta$ (figura 2.5). De este modo, en cada periodo de modulación ($T_{sw} = 1/f_{sw}$) se sintetiza un vector de referencia (\mathbf{V}_{ref}) que gira sobre el mismo plano $\alpha\beta$. Esto último se consigue seleccionando los dos vectores activos (\mathbf{V}_1 - \mathbf{V}_6) y los dos vectores nulos (\mathbf{V}_0 y \mathbf{V}_7) disponibles en función del sector en el que se encuentra la tensión de referencia \mathbf{V}_{ref} (figura 2.5), dividiéndose el plano $\alpha\beta$ de SV-PWM en 6 sectores de 60° cada uno.

A modo de ejemplo, la figura 2.6(a) muestra la distribución del espacio vectorial en el primer sector, donde \mathbf{V}_{ref} se sintetiza mediante una combinación lineal, tanto de los vectores activos \mathbf{V}_1 y \mathbf{V}_2 como de los dos vectores nulos \mathbf{V}_0 y \mathbf{V}_7 .

⁴En un sistema equilibrado con la carga conectada en estrella, las tensiones de referencia que definen los disparos de los semiconductores de potencia se compensan ($v_A^* + v_B^* + v_C^* = 0V$). Por lo tanto, al aplicar la transformada de Clarke, la componente γ se anula. Sin embargo, si se obtiene la componente γ con las tensiones fase-tierra ($v_{A0} + v_{B0} + v_{C0} \neq 0V$), es decir, del mismo modo que las componentes α y β , la señal obtenida coincide con la CMV. Por este motivo, en ocasiones, en la literatura científica se habla de inyección de señal de modo común.

Los tiempos de aplicación de los vectores activos (t_1 , t_2) y nulos (t_0) vienen dados por [157]:

$$t_1 = M_a T_{sw} \text{sen}(\pi/6 - \theta), \quad (2.4)$$

$$t_2 = M_a T_{sw} \text{sen}(\theta), \quad (2.5)$$

$$t_0 = T_{sw} - t_i - t_j. \quad (2.6)$$

El ángulo θ es el ángulo del vector de referencia de tensión⁵ en el plano $\alpha\beta$ (figura 2.6(a)) y M_a es el índice de modulación en amplitud, definido como:

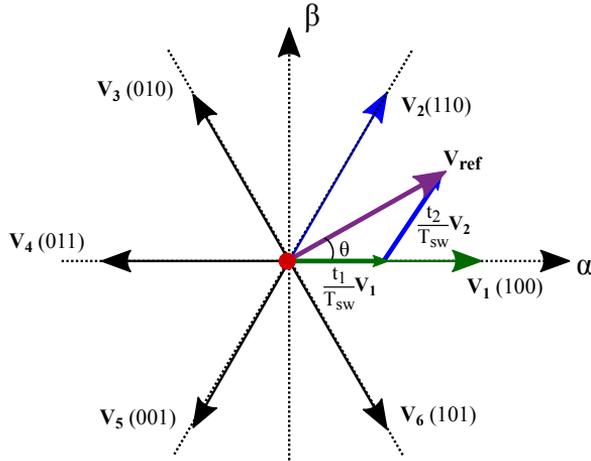
$$M_a = \frac{|\mathbf{V}_{ref}|}{V_{DC}/2} \quad (2.7)$$

Para operar en el rango lineal⁶ (sin sobremodulación), se debe cumplir que $M_a \in [0, 2/\sqrt{3}]$, siendo $|\mathbf{V}_{ref}|_{max} = V_{DC}/\sqrt{3}$ [157]. De este modo, esta técnica permite sintetizar tensiones con gran calidad armónica y máximo rango lineal (figura 2.6(b)). Además, es posible minimizar el número de conmutaciones (dos por fase y periodo de conmutación) seleccionando apropiadamente la secuencia de vectores (figura 2.7(a)), lo que se traduce en menores pérdidas de conmutación del convertidor. Sin embargo, esta técnica de modulación emplea todos los estados de conmutación o vectores disponibles para formar \mathbf{V}_{ref} , lo que da como resultado un gran número de variaciones de la CMV por cada T_{sw} , además de valores elevados en su amplitud ($\pm V_{DC}/2$), coincidiendo estos últimos con la aplicación de los vectores nulos (figura 2.7(b)).

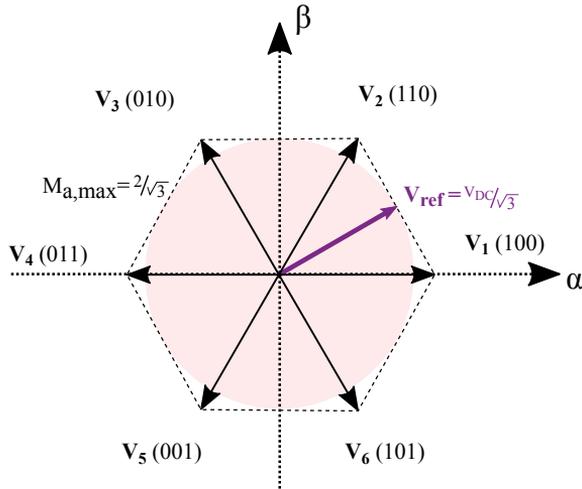
Todos estos aspectos se muestran en las figuras 2.6 y 2.7 que, en su conjunto, representan la generación de la forma de onda de la CMV producida por la técnica SV-PWM para el primer sector del plano $\alpha\beta$. Estas figuras utilizan un código de colores para relacionar el nivel de la CMV que se produce durante cada vector de SV-PWM con cada estado de conmutación equivalente del inversor, diferenciándose los colores, en este caso, entre vectores pares (azul), impares (verde) y nulos (rojo).

⁵Para poder utilizar estas expresiones de tiempos en cualquier sector, θ debe normalizarse al primer sector, es decir, entre 0° y 60° . Asimismo, los tiempos se pueden redistribuir dentro de un intervalo T_{sw} , tal y como se muestra en la figura 2.7(a).

⁶Se debe considerar que, en ocasiones, interesa normalizar el índice de modulación como $M_a = |\mathbf{V}_{ref}|/(V_{DC}/\sqrt{3})$ de forma que $M_a \in [0, 1]$, para poder, así, hacer una comparativa con otras técnicas de modulación en ese rango lineal. Esta normalización será empleada en capítulos posteriores.

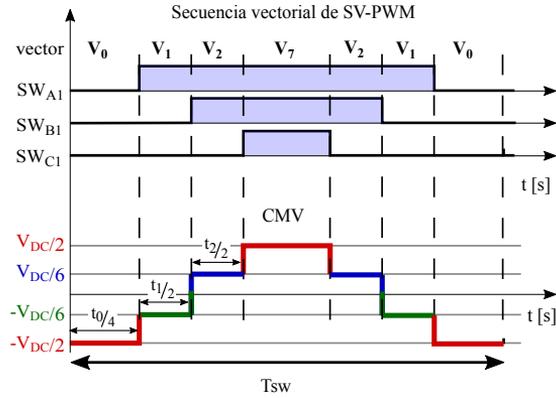


(a) Síntesis del vector de referencia V_{ref} mediante los vectores activos V_1 y V_2 y los vectores nulos V_0 y V_7 (sector 1).

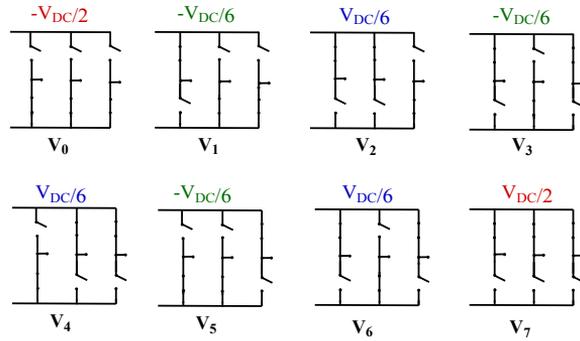


(b) Rango de operación lineal.

Figura 2.6: Representación vectorial de la técnica de modulación SV-PWM.



(a) Secuencia de vectores para el sector 1 y forma de onda de la tensión de modo común generada.



(b) Posibles estados de conmutación del inversor y su valor de tensión de modo común correspondiente.

Figura 2.7: Estados de conmutación y niveles de la tensión de modo común asociados a la técnica de modulación SV-PWM.

2.3 Parámetros que afectan a la forma de onda de la tensión de modo común

Además de la técnica de modulación propiamente dicha, existen otros parámetros que pueden tener impacto en la forma de onda de la CMV, los cuales se analizan a continuación.

2.3.1 Tensión del bus DC

La tensión del bus DC (V_{DC}) se refiere a la tensión instantánea que alimenta el sistema de propulsión (figura 2.3) y su valor depende de las especificaciones del sistema. El valor pico a pico de la CMV es proporcional a V_{DC} (figura 2.8). Por lo tanto, desde la perspectiva de la CMV, y en aquellos casos en los que no se utilice una adecuada acción preventiva frente a la CMV, es conveniente reducir el valor V_{DC} siempre que se cumplan los requisitos de operación de la aplicación (por ejemplo, los requisitos de tensión de la batería del vehículo eléctrico, sección 1.2.2.1).

2.3.2 Índice de modulación

El índice de modulación (M_a), ya expresado para la técnica SV-PWM en (2.7), representa la relación entre las amplitudes de la onda moduladora y portadora. Asimismo, M_a permite escalar el módulo del vector de tensión referencia de 0 a 1, o hasta otros valores en función del rango lineal de cada técnica (como el valor $2/\sqrt{3}$ para SV-PWM). Este parámetro también tiene relación con la forma de onda de la CMV, ya que dicha onda depende del módulo del vector de referencia. En (2.4), (2.5) y (2.6) se ha mostrado la relación entre los tiempos de aplicación y el índice de modulación. Considerando lo anterior, la figura 2.9 muestra como los valores bajos de M_a producen tiempos de aplicación más prolongados de los vectores nulos (t_0) y tiempos de aplicación más breves de los vectores activos (t_1 y t_2 para el primer sector de la figura 2.6(a)), mientras que los valores elevados de M_a producen el efecto contrario. Esta relación entre los tiempos de aplicación del vector y M_a da como resultado variaciones en el valor medio de la CMV para un periodo de conmutación T_{sw} , el cual se vuelve particularmente pronunciado para valores elevados de M_a (figura 2.9).

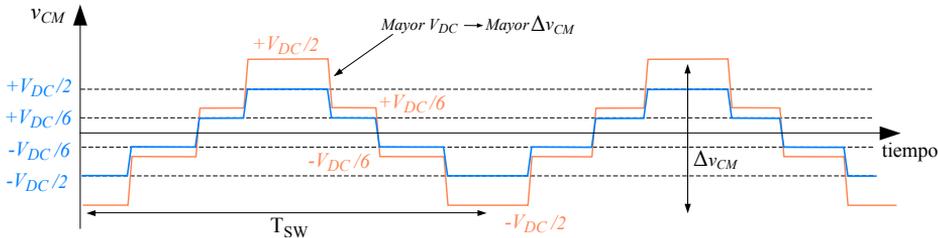


Figura 2.8: Efecto de V_{DC} en la forma de onda de la CMV.

2.3.3 Frecuencia de conmutación

En un VSI, la frecuencia de conmutación (f_{sw}) es el número de veces por segundo en el que se enciende y apaga cada semiconductor. Entre otros aspectos, f_{sw} está directamente relacionado con las pérdidas de potencia, que aumentan a frecuencias altas. Por otro lado, f_{sw} afecta en gran medida a la CMV ya que, al aumentarlo, el número de cambios de nivel de la CMV en un intervalo de tiempo fijo se ve incrementado (figura 2.10) [95]. Además, a medida que aumenta el número de variaciones de la CMV, también crece la amplitud de la tensión inducida en el eje de la máquina. De hecho, dependiendo de las características de la impedancia de modo común (Z_{N0} , figura 2.3), la tensión inducida en el eje varía con f_{sw} [95]. Si la impedancia es capacitiva, para una f_{sw} dada, la amplitud de la tensión del eje del motor se incrementará a medida que aumente dicha frecuencia.

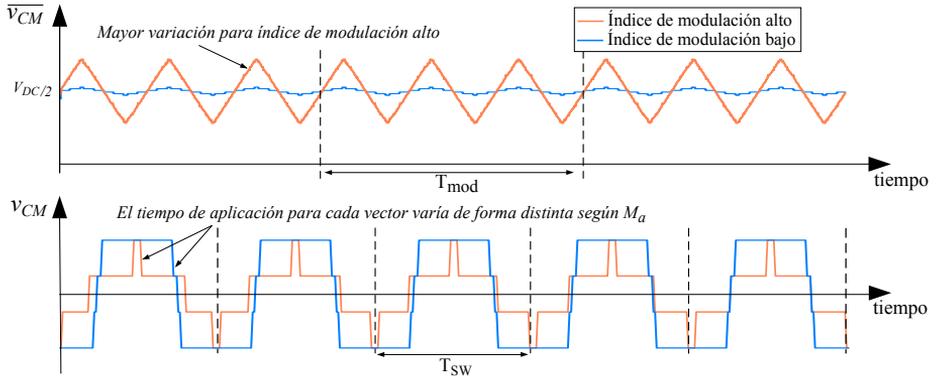


Figura 2.9: Efecto de M_a en la forma de onda de la CMV.

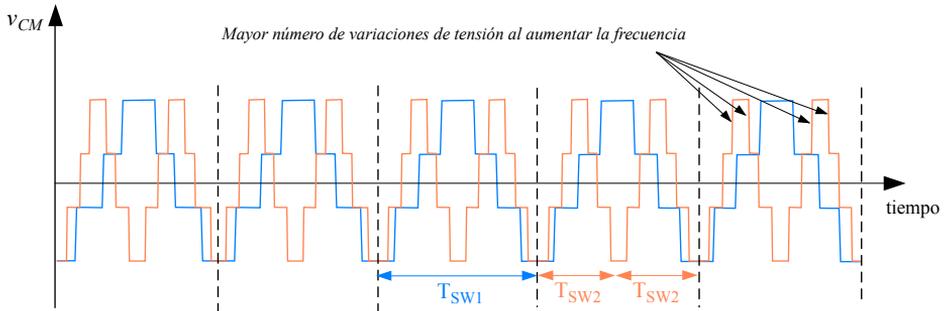


Figura 2.10: Efecto de f_{sw} en la forma de onda de la CMV.

Sin embargo, si es inductiva, la amplitud disminuirá al aumentar la frecuencia. Por ello, en determinadas ocasiones se utilizan filtros de choque que incluyen elementos inductivos para compensar la impedancia de modo común [95].

2.3.4 Velocidad de conmutación

Los tiempos de conmutación (t_r y t_f para el encendido y apagado, respectivamente) son específicos para cada dispositivo semiconductor, y están relacionados con la velocidad de conmutación de los semiconductores y, por tanto, la dv/dt de las tensiones de fase (figura 2.11). Esta velocidad afecta a las pérdidas de potencia, entre otras cuestiones y, en menor medida, a la CMV. Aunque el ruido introducido por la CMV de alta frecuencia aumenta a medida que disminuye el tiempo de conmutación, la influencia de este ruido de la CMV es limitada [95]. Además, dado que t_r y t_f (generalmente del orden de decenas de ns) son pequeños en comparación con T_{sw} (generalmente del orden de decenas de μs), se puede considerar que la forma de onda de la CMV casi no se ve afectada por la velocidad de conmutación.

Del mismo modo, algunos autores que estudian la CMV desde el dominio de la frecuencia, afirman que la velocidad de conmutación y la tecnología de los dispositivos de potencia prácticamente no afectan a esta tensión [74, 95, 113]. Entre ellos, los autores de [74] estudian como cambian las envolventes espectrales de la onda de la CMV ante variaciones en t_r , t_f y f_{sw} . La figura 2.12 representa

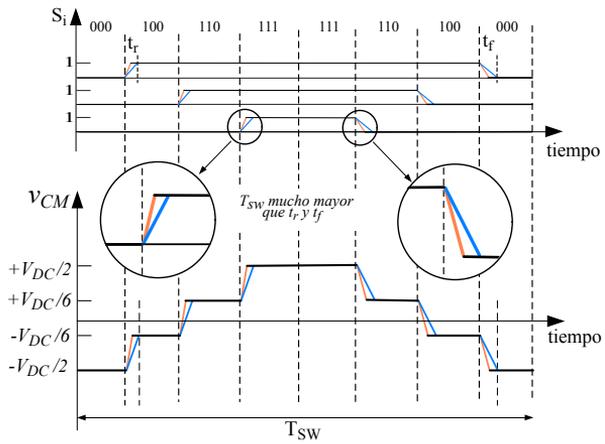


Figura 2.11: Efecto de t_r y t_f en la forma de onda de la CMV.

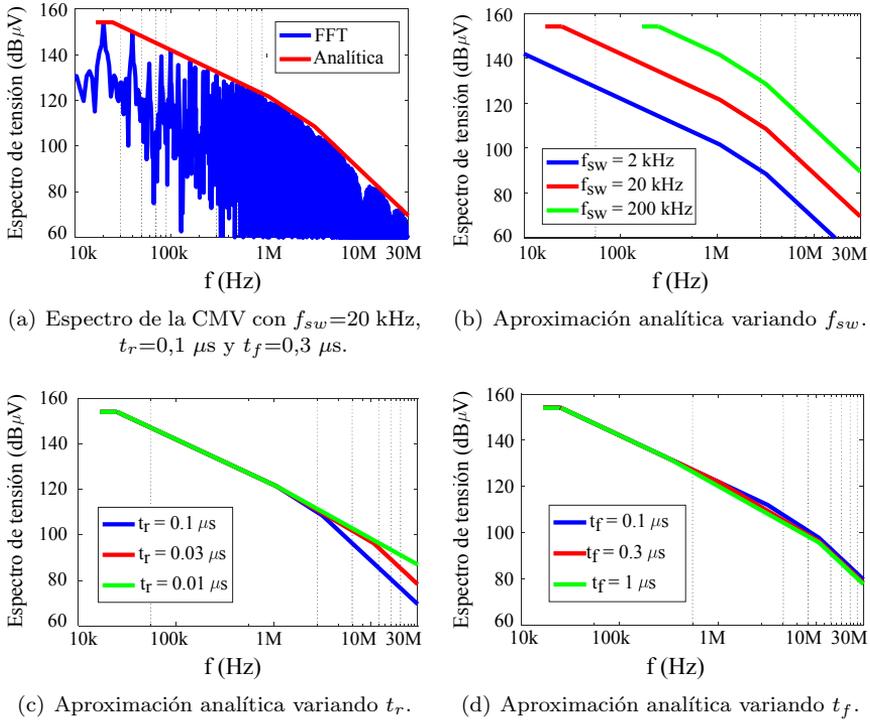


Figura 2.12: Comparación del espectro de la CMV y de una aproximación analítica de su envolvente, modificando f_{sw} , t_r y t_f , y considerando $V_{DC} = 100V$ y $D = 0,3$.

cada una de estas envolventes, a partir de las cuales los autores concluyen que lo que verdaderamente influye en la CMV es f_{sw} , ya que t_f prácticamente no influye, y t_r lo hace únicamente para un rango de frecuencias muy altas.

La mayoría de publicaciones científicas analizan la respuesta en frecuencia de la CMV y, sobre todo, en términos de EMI [94, 95, 112, 115]. Ahora bien, al existir capacidades parásitas por donde fuga la corriente, cada dv/dt de la CMV hace que, con la velocidad de conmutación de los dispositivos, se agraven dichas corrientes ($i_C = C dv/dt$). Por lo tanto, no siempre se puede considerar que la velocidad de conmutación no influye en la CMV. De hecho, se puede enfocar el problema, o bien desde el punto de vista de EMI, o bien desde las corrientes parásitas. A continuación se analizan estos aspectos.

2.4 Cuantificación de la CMV: figuras de mérito

Cada topología de convertidor y cada técnica de modulación tiene asociada una forma de onda de la CMV particular. Por lo tanto, en la literatura científica se pueden ver distintas representaciones de la CMV. Como ejemplo, se analizan los patrones que se muestran en la figura 2.13 (denominados patrón ①, ② y ③, respectivamente). Todas estas formas de onda se han obtenido mediante simulación considerando las condiciones representadas en la figura 2.13(q).

Por su parte, las figuras 2.13(a)-2.13(c) muestran la forma de onda de la CMV en el dominio del tiempo obtenida a lo largo de un periodo de conmutación (T_{sw}). Las figuras 2.13(d)-2.13(f) muestran los armónicos de dicha CMV en el rango de 0 a 80 kHz para un ciclo de modulación completo (0,02 s). Las figuras 2.13(g)-2.13(i) muestran los armónicos, pero para un rango de frecuencias más amplio, en escala logarítmica, y en $\text{dB}\mu\text{V}$, lo cual es la forma típica de representar la CMV cuando se habla de EMI. A simple vista, esta última forma de representar las señales puede no parecer muy útil para hacer comparativas. Sin embargo, cuando se habla de EMI conducida, esta representación es la más habitual (figura 2.12).

Como se ha mencionado previamente, debido a las variaciones de la CMV y a la existencia de caminos parásitos capacitivos, se producen corrientes de fuga no deseadas que, entre otras cuestiones, dañan los rodamientos de los motores [137]. Por tanto, si se observa únicamente la forma de onda de la CMV en el dominio del tiempo, el patrón ② podría considerarse como el mejor de los tres casos analizados (figuras 2.13(a)-2.13(c)) (menor número de dv/dt). Sin embargo, cuando se estudia la respuesta en frecuencia de las señales para analizar la energía de los armónicos, esto puede ponerse en entredicho. Con el objetivo de cuantificar la energía normalizada de esta tensión y, así, poder determinar cual de las formas de onda de la CMV es mejor, en [114] se propone (2.8), donde $x(i)$ es el armónico i de la CMV.

$$E_{norm}(CMV) \approx \sum_{i=1}^{\infty} \left[\frac{x(i)}{V_{DC}/2} \right]^2. \quad (2.8)$$

De acuerdo con dicha expresión, el patrón ③ representa una alternativa mejor que el ② (tabla 2.1). Ahora bien, esto solo es cierto en el supuesto de analizar la componente de tensión, y sobre todo en términos de EMI. Cuando se habla de solucionar el problema de la EMI, interesa distribuir la densidad espectral de energía de forma uniforme en el espectro, es decir, limitar la amplitud de los armónicos fundamentales. Esto se consigue con el patrón ③ que, aunque tiene dos variaciones más de tensión (figuras 2.13(b) y 2.13(c)), distribuye los armónicos con

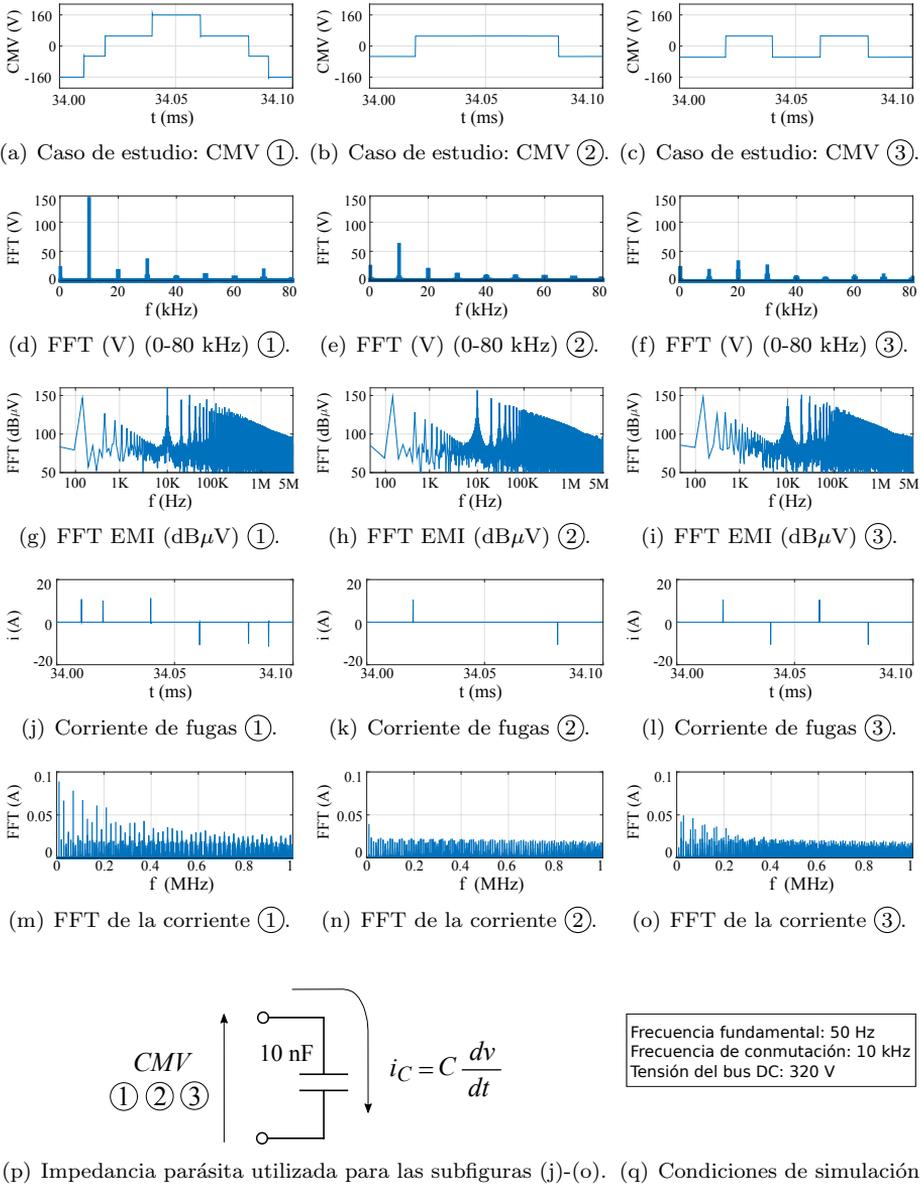


Figura 2.13: Representación de tres casos de estudio de la forma de onda de la CMV, en el dominio del tiempo, en el dominio de la frecuencia, y desde el punto de vista de la tensión y la corriente: izquierda (VSI convencional), centro (convertidor H8D2, derecha (convertidor VSIZVR-D1) (ver capítulo 3).

Tabla 2.1: Energía de los armónicos de la CMV normalizada y de la corriente de fugas para los tres casos de estudio de la figura 2.13.

Caso de estudio	Energía de la CMV normalizada (2.8)	Energía de la corriente de fugas (2.9)
①	0,92	1,38
②	0,22	0,45 ✓
③	0,20 ✓	0,91

Nota: ✓ representa el mejor caso.

menor amplitud en un mayor número de frecuencias (figuras 2.13(e) y 2.13(f)). En consecuencia, si se utilizasen protecciones de EMI, éstas se podrían dimensionar para amplitudes de señal menores, es decir, la atenuación necesaria para conseguir el mismo efecto es menor.

$$E(i_C) \approx \sum_{i=1}^{\infty} [z(i)]^2. \quad (2.9)$$

Por otro lado, para analizar el efecto de una determinada corriente que deriva de la CMV, se ha considerado una capacidad parásita de la máquina de 10 nF para los tres perfiles de la CMV propuestos (figura 2.13(p)). Las corrientes resultantes que se obtienen en el dominio del tiempo se muestra en las figuras 2.13(j)-2.13(l). Asimismo, la respuesta en frecuencia de dichas señales se muestra en las figuras 2.13(m)-2.13(o). En este caso y considerando (2.9), donde $z(i)$ representa el armónico i de la corriente de fugas, el patrón ② representa una alternativa mejor que el ③ (tabla 2.1), es decir, lo esperado previamente. En cualquier caso, la peor situación se produce al aplicar el patrón ①, que es la forma de onda de la CMV más común en inversores trifásicos.

Una vez analizado todo lo anterior, se debe considerar cual es la mejor alternativa en función del problema que derive de la CMV: EMI, corrientes de fuga, etc. Dependiendo de la aplicación, el ingeniero que diseña el accionamiento de motor debe tomar las decisiones más convenientes. En este sentido, hay que destacar que el objetivo de este trabajo no es cuantificar los problemas derivados de la CMV, ni desde un punto de vista de EMI, ni desde corrientes de fugas, ni desde otros aspectos que puedan derivarse de la CMV. En lugar de ello, y dado que queda claro que reducir la amplitud de la CMV es importante, al mismo tiempo que lo es minimizar el número de variaciones (dv/dt) o la propia dv/dt , el objetivo será estudiar dicha forma de onda. Por tanto, estas y otras particularidades relacionadas con la forma de onda de la CMV se cuantifican mejor mediante las siguientes figuras de mérito “cuanto menor sea es mejor”, que son útiles para comprender y comparar las alternativas de forma de onda que se presentan en

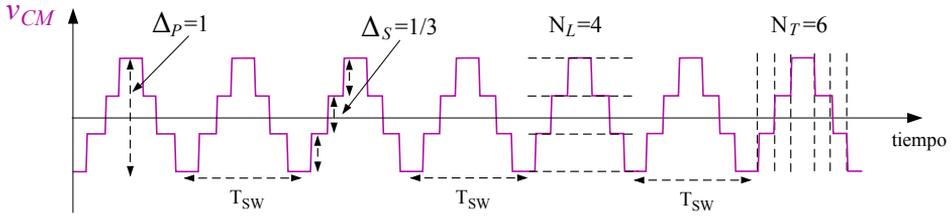


Figura 2.14: Figuras de mérito sobre la forma de onda de la CMV aplicando la técnica de modulación SV-PWM.

este trabajo:

1. $\Delta_P \in [0, 1]$ - Valor pico a pico de la forma de onda por T_{sw} , relativo a V_{DC} .
2. $\Delta_S \in [0, \Delta_P]$ - Altura del escalón más grande, también relativo a V_{DC} .
3. N_L - Número de niveles diferentes por T_{sw} .
4. N_T - Número de transiciones (cambios de nivel) por T_{sw} .

La figura 2.14 muestra estas figuras de mérito sobre la forma de onda de la CMV obtenida en un VSI mediante la técnica SV-PWM. Dicha técnica se caracteriza por $\Delta_P = 1$, $\Delta_S = 1/3$, $N_L = 4$, y $N_T = 6$, que son valores bastante pobres desde la perspectiva de la CMV. De hecho, estos indicadores se pueden mejorar (reducir su valor) utilizando topologías alternativas al VSI convencional, así como utilizando estrategias de modulación adecuadas para la reducción de la CMV. Esto último significa modificar las secuencias de “encendido” y “apagado” de los dispositivos semiconductores para, así, modificar la forma de onda de la CMV. Estos temas se tratan en profundidad en los capítulos 3 y 4, respectivamente. Sin embargo, antes de ello, y aunque no es el objetivo de la tesis, vale la pena revisar los problemas que derivan de la CMV y que alternativas se proponen para solventarlos.

2.5 Problemas derivados de la tensión de modo común

Entre los principales problemas derivados de la CMV destacan las interferencias electromagnéticas, los daños en el aislamiento de los devanados del motor, la tensión reflejada en el eje y las corrientes parásitas a través de los rodamientos.

2.5.1 Interferencia electromagnética (EMI)

Los patrones de conmutación y las formas de onda de tensión resultantes producidas por los convertidores que alimentan los motores eléctricos, combinados con las impedancias parásitas intrínsecas entre las distintas partes de estos motores, causan varios tipos de EMI conducidas y radiadas [158, 159]. En particular, esta fuente de EMI puede afectar a otros subsistemas de un accionamiento de motor eléctrico debido a las rutas de las impedancias de modo común (figura 2.15). Además, dichos subsistemas pueden, a su vez, introducir EMI radiada o conducida al convertidor, al motor o a ambos, lo que podría aumentar aún más los problemas de EMI.

En [113] se recopilan soluciones propuestas en la literatura para minimizar los problemas de EMI. Sin embargo, y además de dichas soluciones, aquellos problemas de EMI que podrían relacionarse con la CMV también se pueden solucionar siguiendo acciones correctivas o preventivas. Aunque las acciones correctivas más destacadas para los problemas de la CMV se analizan en la siguiente sección, las acciones correctivas comunes contra los problemas de EMI incluyen: (i) cables de alimentación de baja impedancia, tales como cables laminados o cables fabricados

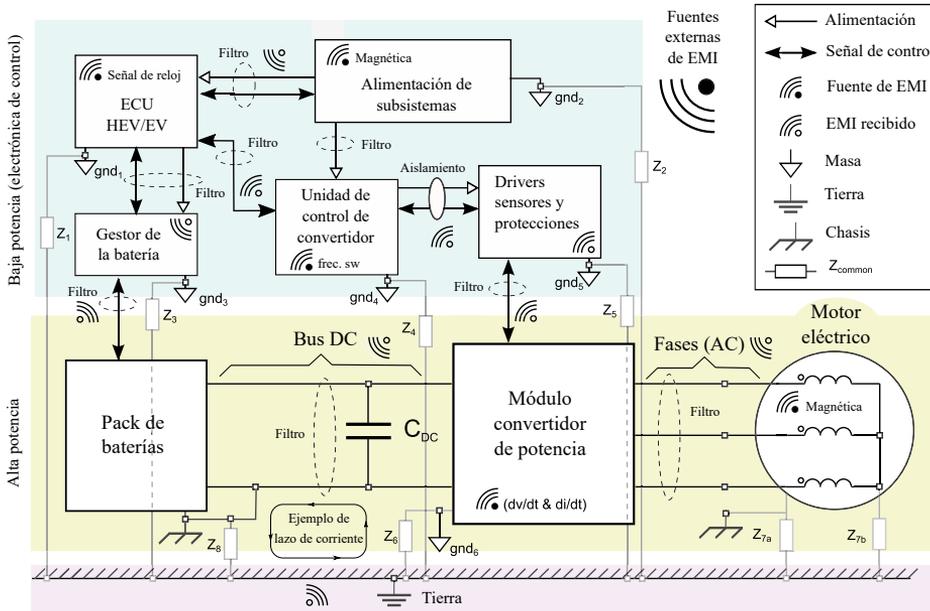


Figura 2.15: Identificación de fuentes de EMI en el sistema de propulsión de un vehículo eléctrico [24].

con aleaciones especiales; *(ii)* cables de conexión de par trenzado de la misma longitud y; *(iii)* diferentes tipos de blindaje mecánico en las áreas más sensibles de la arquitectura y en los cables donde la conexión es crítica [160–163]. No obstante, las acciones preventivas (sección 2.6.2) suelen ser preferibles, ya que evitan o reducen la generación de la CMV, abordando el problema desde el origen.

2.5.2 Daños en el aislamiento del bobinado de la máquina

La CMV también causa una tensión significativa en el aislamiento del devanado del estátor (figura 2.16) debido a los grandes valores de $|dv/dt|$ que aparecen en los terminales de conexión de la máquina [165–167]. Esto es especialmente dañino en los accionamientos de motores con cables largos entre el motor y el inversor, pudiendo provocar un fallo prematuro de la máquina eléctrica [113]. Para protegerse de estos fallos, normalmente se utilizan aislantes basados en película de nanocompuestos de poliimida (como Kapton 100CR) [168], por lo que el problema podría abordarse buscando soluciones de aislamiento alternativas que permitan extender el ciclo de vida útil de la máquina eléctrica. Sin embargo, también se podría minimizar mediante el uso de soluciones correctivas (sección 2.6.1) como, por ejemplo, cables cortos, sin olvidar que también se puede utilizar cualquier acción preventiva que reduzca la CMV desde el origen (sección 2.6.2).



Figura 2.16: Daño que se produce por el efecto de las sobretensiones en el aislamiento del devanado del estátor [164].

2.5.3 Tensión reflejada en el eje de la máquina

La CMV también induce tensión de alta frecuencia en el eje de la máquina eléctrica (v_{sh} , figura 2.17) [102, 169, 170], nuevamente debido al PWM aplicado al inversor, así como a la existencia de una capacidad parásita en la máquina [95]⁷. Este problema está directamente relacionado con las averías de los rodamientos de los motores. Cuando la tensión inducida en el eje del motor excede la capacidad de aislamiento de la grasa de los rodamientos, se induce una corriente circulante en los rodamientos, lo que provoca ‘picaduras’ y ‘estrías’ en sus pistas. Este último fallo es un problema costoso, tanto en términos de reparación del motor como en tiempo de inactividad, por lo que ayudar a prevenir este efecto midiendo la tensión del eje es un paso de diagnóstico importante [101]. Sin embargo, realizar mediciones no es, por lo general, suficiente. Por lo tanto, otras soluciones ampliamente utilizadas, tales como contramedidas o técnicas para proteger los rodamientos contra la tensión inducida en el eje, son el aislamiento de los rodamientos y las escobillas para conectar el eje a tierra [101].

2.5.4 Corrientes parásitas a través de los rodamientos

Aunque la tensión inducida en el eje está directamente relacionada con las corrientes que fluyen a través de los rodamientos, se producen distintos tipos de corrientes que derivan de las variaciones rápidas de la CMV como resultado de la presencia de varias capacidades parásitas (figura 2.17)⁸. De acuerdo con la literatura científica más reciente, se pueden distinguir cuatro fuentes de corriente en los rodamientos, las cuales se describen a continuación, junto con sus rangos de amplitud aproximados:

- (a) **Corrientes capacitivas** (5 mA - 0,2 A). Cuando la película de lubricante del rotor está intacta, ésta se comporta como un aislante, formando una capacidad parásita (C_b) en el rodamiento. La $v_{CM}(t)$ de alta frecuencia produce una determinada tensión $v_b(t)$ sobre el rodamiento, la cual es el resultado del

⁷Además de la tensión de alta frecuencia, también ocurren efectos de baja frecuencia producidos, principalmente, por la asimetría de los devanados del motor [104]. En los sistemas de transmisión tradicionales, estos efectos se pueden categorizar en: (i) tensión alterna inducida en el eje, (ii) flujo magnético homopolar, (iii) efectos electrostáticos derivados de la fricción y (iv) potenciales externos [101].

⁸El impacto visual de los daños en los rodamientos se puede clasificar en cinco tipos conocidos en inglés como *fluting*, *frosting*, *pitting*, *spark tracks* y *welding*. El *fluting* se caracteriza por estrías transversales distribuidas uniformemente en la pista del rodamiento. El *frosting* se caracteriza por pequeños “cráteres” que se forman durante las descargas eléctricas. El *pitting* consiste en “cráteres” mucho más grandes y es una forma más seria de *frosting*. Las *spark tracks* son “grietas” irregulares y, a menudo, se desvían en la dirección de rotación. Por último, el efecto *welding* está vinculado a una gran cantidad de corriente que pasa a través de un rodamiento y puede verse fácilmente a simple vista.

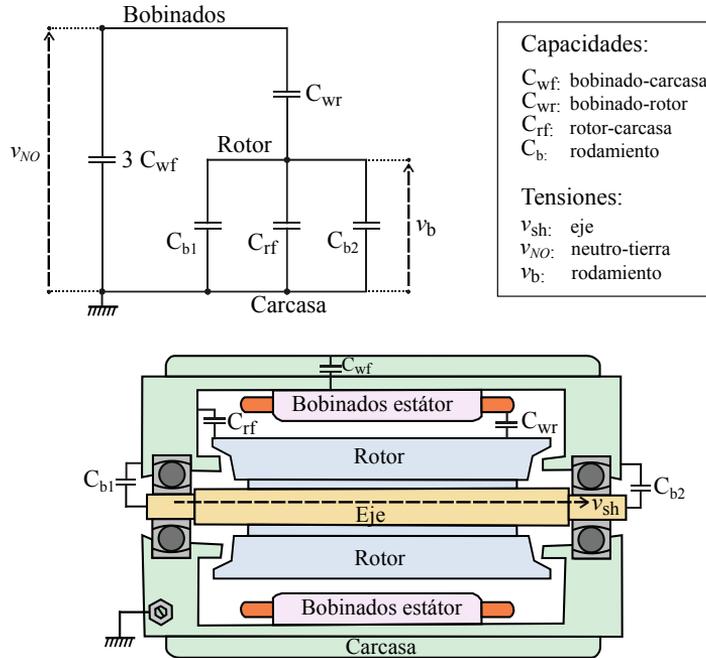


Figura 2.17: Circuito eléctrico equivalente de los efectos parásitos de una máquina eléctrica, incluyendo sus capacidades parásitas y sus tensiones perjudiciales.

divisor capacitivo formado por las capacidades parásitas entre el devanado del estátor y el rotor (C_{wr}), entre el rotor y la carcasa del estátor (C_{rf}), además de la capacidad formada en el propio rodamiento (C_b) (figura 2.17). Como resultado, se generan corrientes de rodamiento capacitivas dadas por:

$$i_b(t) = C_b \frac{dv_b(t)}{dt}. \quad (2.10)$$

Estas corrientes tienen amplitudes muy pequeñas [101], por lo que no se consideran relevantes en comparación con el resto de las corrientes de fuga (EDM, circulantes o de rotor a tierra) [105, 134].

- (b) **Corrientes de electroerosión** (0,5-3 A). También denominadas corrientes EDM (*Electric Discharge Machining*) [171, 172]. Cuando la tensión $v_b(t)$ supera la rigidez dieléctrica del lubricante del rodamiento, se produce una descarga eléctrica desde el eje hasta la carcasa del motor a través del rodamiento (figura 2.18). Esto provoca mecanizado por descargas eléctricas (EDM) que, a su vez, se traduce en picaduras, esmerilado y estriado en los

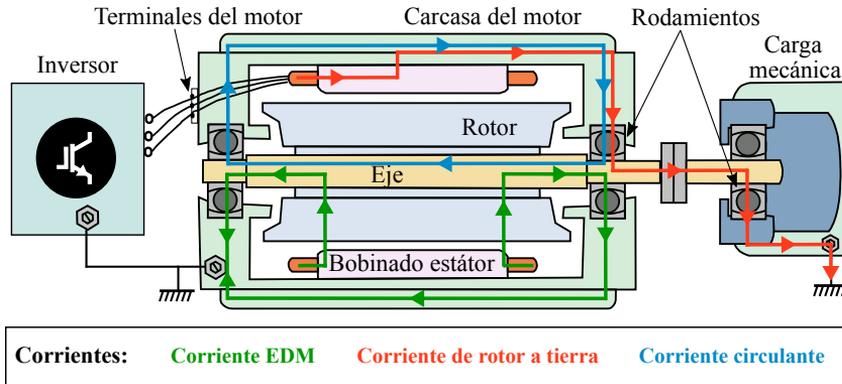


Figura 2.18: Rutas físicas a través de los rodamientos por donde circulan las corrientes de fuga.

rodamientos [136, 138]. Este tipo de corrientes puede producir averías graves, siendo su efecto especialmente perjudicial para motores con potencias inferiores a los 110 kW [105, 136].

- (c) **Corrientes circulantes**⁹ (0,5 - 20 A). Las variaciones de tensión en los terminales del motor generan una corriente de modo común (CMC, *common-mode current*) de alta frecuencia que circula entre las capacidades parásitas del estátor y de la carcasa (figura 2.18). Esto crea un flujo magnético alrededor del eje del motor, el cual induce una tensión en el eje de la máquina. Si la tensión es lo suficientemente grande, ésta llega a perforar la película lubricante del rodamiento, destruyendo sus propiedades aislantes y provocando una corriente de rodamiento circulante [171, 173]. La amplitud máxima de estas corrientes puede variar dependiendo del tamaño del motor [101, 105, 134].
- (d) **Corriente de rotor a tierra** (1 - 35 A). Si el motor está conectado a tierra a través de la carga, parte de la corriente total puede circular a través de la carga desde el rotor hasta tierra (figura 2.18). Dependiendo de las impedancias de alta frecuencia de la conexión a tierra de la carcasa del estátor y del rotor, esta corriente puede alcanzar magnitudes considerables según aumenta el tamaño del motor [101]. Por tanto, se debe evitar especialmente que este tipo de corrientes no atraviesen los rodamientos, ya que estos últimos pueden dañarse rápidamente [105, 134, 136].

⁹Además de las corrientes producidas por la CMV, es posible que se produzcan corrientes circulantes de baja frecuencia debido a la existencia de una asimetría del campo magnético entre los extremos del rotor (por tolerancias de fabricación o por la generación de tensiones desequilibradas) [92, 93].

Tabla 2.2: Influencia del tamaño del motor en las corrientes que circulan a través de los rodamientos [105].

Tamaño del motor	Altura del eje	Corrientes capacitivas	Corrientes EMD	Corrientes circulantes	Corrientes de rotor a tierra
Muy pequeño	63 mm	↓	↑	-	↑
Pequeño	160 mm	↓	↑	-	↑
Grande	280 mm	-	↑	↑	↑↑
Muy grande	400 mm	-	-	↑↑	↑↑↑

Nota: - No afecta; ↓ Impacto insignificante; ↑ Impacto alto; ↑↑ Impacto muy alto; ↑↑↑ Impacto extremadamente alto.

Aunque cada una de las corrientes descritas anteriormente tiene sus particularidades, todas tienen en común que dependen de ciertos parámetros como el tipo de rodamiento, el tamaño del motor, la velocidad del motor y la temperatura de los rodamientos [105, 134]. En motores pequeños con corrientes EDM, a medida que aumenta la temperatura del rodamiento la corriente se reduce y se consigue el máximo valor a velocidades altas (figura 2.19). A la inversa, para motores grandes, las corrientes circulantes alcanzan valores máximos a baja velocidad del motor y a una temperatura de los rodamientos más alta [105]. Además, el tamaño del motor tiene una influencia significativa en la naturaleza y en la magnitud de las corrientes de los rodamientos (tabla 2.2). En motores pequeños, únicamente se producen corrientes EDM, mientras que, en motores grandes, se observan corrientes circulantes distintivas a través de los rodamientos [105].

2.6 Soluciones para mitigar los problemas generados por la tensión de modo común

En la literatura científica y en la industria se pueden encontrar diversas soluciones relacionadas con la mitigación de los problemas asociados con la CMV. En general, estas soluciones se pueden agrupar en dos grandes familias:

- Las acciones correctivas (etiquetadas en adelante como ‘Cx’) son técnicas destinadas a mitigar efectos no deseados producidos por la CMV después de que ésta ocurra. Es decir, se utilizan como contramedidas contra las corrientes de los rodamientos dentro o en el motor, o contra las EMI en todo el sistema de propulsión. En general, éstas abarcan soluciones en el ensamblaje y elementos externos adicionales que pueden ser necesarios para paliar los problemas derivados de la tensión $v_{CM}(t)$ (2.3).

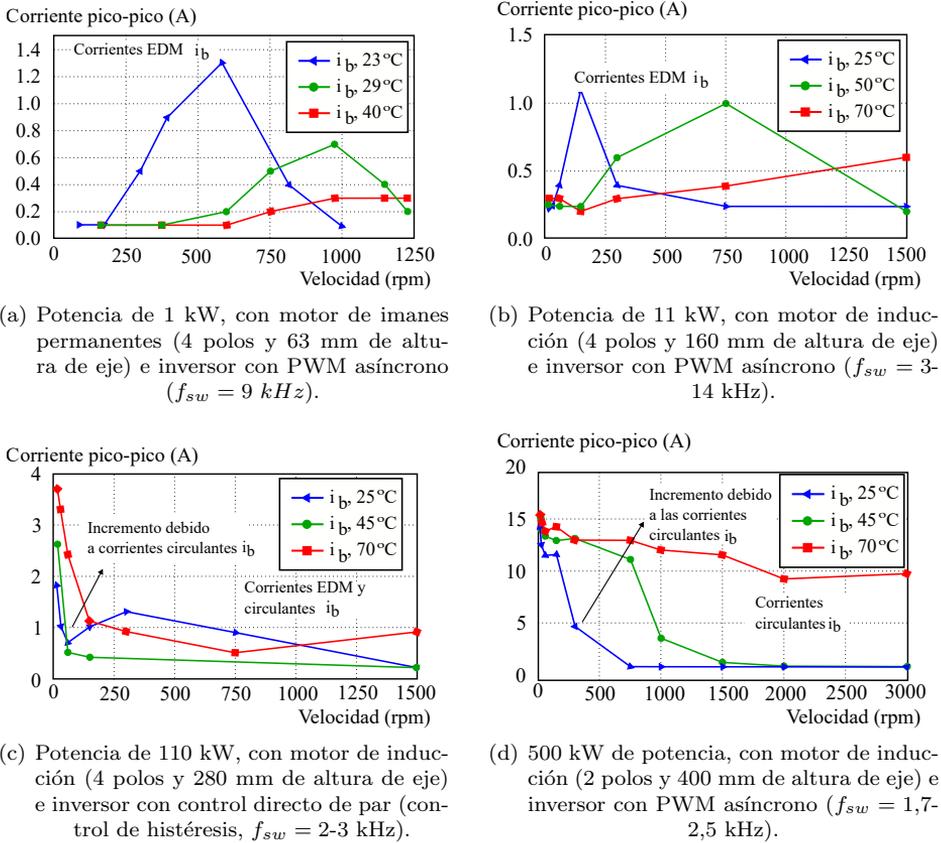


Figura 2.19: Influencia de la velocidad del motor y la temperatura del rodamiento en las corrientes de fugas [105].

- Las acciones preventivas (etiquetadas en adelante como ‘Px’) son el conjunto de soluciones que comprenden las técnicas de mitigación en el lado del inversor, destinadas a reducir directamente la tensión $v_{CM}(t)$ (2.3) antes de que ésta derive en más problemas. En general, éstas son principalmente las que involucran el control, el *layout* o la arquitectura del inversor.

En cada caso particular, y siempre y cuando la CMV represente una amenaza considerable para la integridad del motor, es necesario evaluar la situación para determinar si es más adecuado corregir el problema desde su raíz, o simplemente mitigar sus efectos [174]. En algunos casos, la solución o soluciones requeridas

excederán lo que es posible abordar en la etapa de diseño. En otros casos, es posible que se requiera combinar varias de las soluciones existentes para lograr altos niveles de fiabilidad en el conjunto inversor-motor [174]. Teniendo esto en cuenta, a continuación se detallan las principales soluciones de ambos grupos.

2.6.1 Soluciones correctivas

Algunas de las soluciones de mitigación correctivas están basadas en el aislamiento de la corriente (figura 2.20(a)), destacando entre ellas:

- (C1) **Blindaje de Faraday.** Consiste en un blindaje conductor entre el rotor y el estátor que bloquea la corriente del inversor con una barrera capacitiva, evitando que ésta sea inducida en el eje [103]. Esta solución es extremadamente difícil de implementar, muy costosa y, en general, no suele emplearse en la práctica [106]. Además, únicamente es efectiva para las corrientes EDM, siendo su implementación perjudicial para otros tipos de corriente parasita, tales como corrientes circulantes [105].
- (C2) **Rodamiento aislado.** Consiste en utilizar un material aislante que evita que la corriente del eje se descargue hacia la carcasa del estátor a través de los rodamientos [106, 121]. Generalmente, se utiliza una resina no conductora o una capa de cerámica como material aislante. Sin embargo y debido al efecto capacitivo del aislante, las corrientes EDM pueden continuar pasando a través de los rodamientos [106]. Esta técnica requiere una modificación especial del motor, por lo que es costosa de implementar. Además, puede trasladar el problema a otra parte del motor [137], e incluso a otros componentes como, en el caso particular del vehículo, los rodamientos de la caja de cambios, los engranajes de la transmisión o los rodamientos de las ruedas. Por lo tanto, no se considera una técnica totalmente efectiva.
- (C3) **Rodamiento cerámico o híbrido.** Se trata de un tipo de rodamiento que tiene el elemento rodante cerámico y la pista de acero, o bien ambos elementos cerámicos. Esto evita que la corriente del eje fluya a través del rodamiento, resultando especialmente eficaz en motores pequeños [105, 175]. Sin embargo, estos rodamientos son significativamente más caros que los rodamientos de acero convencionales y pueden derivar el problema hacia otras partes del conjunto inversor-motor, por lo que su incorporación es poco rentable [106, 147].
- (C4) **Grasa conductora.** Consiste en una grasa que contiene partículas conductoras que proporcionan un recorrido continuo a través del rodamiento, pur-



(a) Soluciones de aislamiento de corriente.



(b) Soluciones de descarga de corriente a tierra.

Figura 2.20: Soluciones correctivas orientadas a minimizar los efectos de la CMV.

gando las descargas dañinas producidas por las tensiones del eje [93, 106]. En contrapartida, estas partículas pueden aumentar el desgaste mecánico en el rodamiento, haciendo que los lubricantes sean ineficaces y pudiendo causar fallos prematuros. Por esta razón, esta medida tampoco se considera como una solución muy viable en la actualidad [106].

- (C5) **Acoplamiento de carga mecánica aislado.** Se trata de una solución que evita posibles daños en la carga accionada, aislando las corrientes que pudieran circular hacia la misma. Es una solución eficaz contra las corrientes de rotor a tierra. Sin embargo, no es efectiva para otros tipos de corrientes de rodamiento [105, 137].

Otra serie de soluciones correctivas se basa en proporcionar una ruta alternativa de la corriente hacia tierra o, en el caso particular del vehículo eléctrico, hacia el chasis (figura 2.20(b)). Entre ellas destacan las siguientes:

- (C6) **Cable blindado.** Se trata de una solución que facilita que las corrientes generadas por la CMV regresen al inversor mediante cables de “protección de tierra” simétricos, los cuales proporcionan una ruta de baja impedancia [93, 137]. Esto reduce significativamente la EMI y elimina, prácticamente en su totalidad, las corrientes de rotor a tierra. Como contrapartida, las corrientes del estátor a tierra aumentan (llegando incluso a incrementos de hasta un 40 %) y, en motores grandes, también aumentan las corrientes circulantes [175]. Además, la longitud de estos cables, junto con la elevada velocidad de conmutación de los dispositivos semiconductores, producen sobretensiones en los terminales del motor, creando descargas parciales y un envejecimiento prematuro del aislamiento del devanado [176].
- (C7) **Cables de conexión a tierra.** Consiste en proporcionar puntos de conexión a tierra adecuados, ya que es importante que la corriente se descargue por ellos para proporcionar mayor seguridad y fiabilidad [93, 134]. Para ello, se suelen emplear cables de filamentos finos, tanto en el motor como en el inversor o en la carga, de modo que las corrientes de alta frecuencia deriven a tierra [135]. Dentro de este grupo de soluciones, la empresa AEGIS propone una correa de conexión a tierra de alta frecuencia que consiste en un cable trenzado para disminuir la impedancia entre la carcasa del motor y la tierra [177].
- (C8) **Escobillas.** Consiste en utilizar escobillas metálicas o de carbón que proporcionen una conexión eléctrica paralela al rodamiento entre el eje y la carcasa del motor. Esta opción es mejor que el aislamiento, ya que proporciona una ruta de descarga alternativa y evita las corrientes en los rodamientos. Sin embargo, dependiendo del tipo de escobilla empleado, ésta puede des-

gastarse o contaminarse fácilmente. Además, su precio puede variar y, en ocasiones, un tipo determinado de escobilla únicamente se pueden aplicar de forma selectiva según el tamaño del motor y de su utilización [106, 136, 147]. Este tipo de solución es efectiva contra las corrientes EDM, aunque no es muy eficaz contra las corrientes circulantes [105].

(C9) Anillo de conexión del eje a tierra. Se trata de una solución que proporciona (al igual que las escobillas) una trayectoria de muy baja impedancia entre el eje y la carcasa del motor, evitando así la circulación de corriente por los rodamientos del motor [106, 147]. La solución consiste en un anillo de microfibras conductoras diseñadas especialmente para redirigir la corriente del eje [178, 179]. A diferencia de las escobillas, su desgaste es insignificante y es muy resistente a la contaminación, siendo una solución de bajo coste, la cual se puede aplicar a prácticamente cualquier motor, independientemente del tamaño y de la aplicación. No obstante, esta técnica no elimina totalmente la corriente del rodamiento debido a la existencia de una impedancia relativamente baja entre las bolas y las pistas de los rodamientos [106]. Aun así, es una de las mejores soluciones correctivas existentes [93], siendo empleada actualmente por varios fabricantes de motores tales como ABB, Regal Beloit, WEG Electric, TECO-Westinghouse, GE y Nidec, entre otros [134, 136, 176].

2.6.2 Soluciones preventivas

Las acciones correctivas se pueden aprovechar para mitigar los efectos de la CMV, pero no evitan su generación. Las acciones preventivas, por su parte, reducen o incluso eliminan los efectos de la CMV desde el origen, es decir, en el propio inversor [105]. Las principales soluciones de este tipo son:

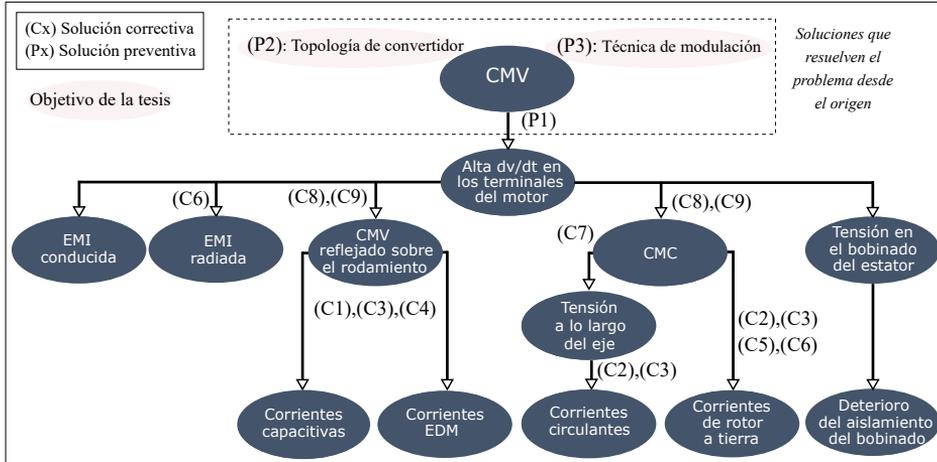
(P1) Filtro a la salida del inversor. Se trata de incorporar filtros pasivos que permitan reducir las componentes de alta frecuencia y, por lo tanto, el ruido electromagnético [148, 180, 181]. Las distintas alternativas se clasifican en tres grupos:

1. Filtros de la CMV [105, 175]. Este tipo de filtros son muy efectivos y permiten reducir las corrientes de eje a tierra hasta un 85 % [93].
2. Filtros dv/dt o reactores [105, 176]. Éstos filtros son más económicos y menos voluminosos que los anteriores, ya que utilizan inductancias y condensadores más pequeños. Sin embargo, no es posible mitigar las corrientes EDM mediante este tipo de filtro [105, 175].
3. Filtros sinusoidales. Este tipo de filtro atenúa las corrientes de alta

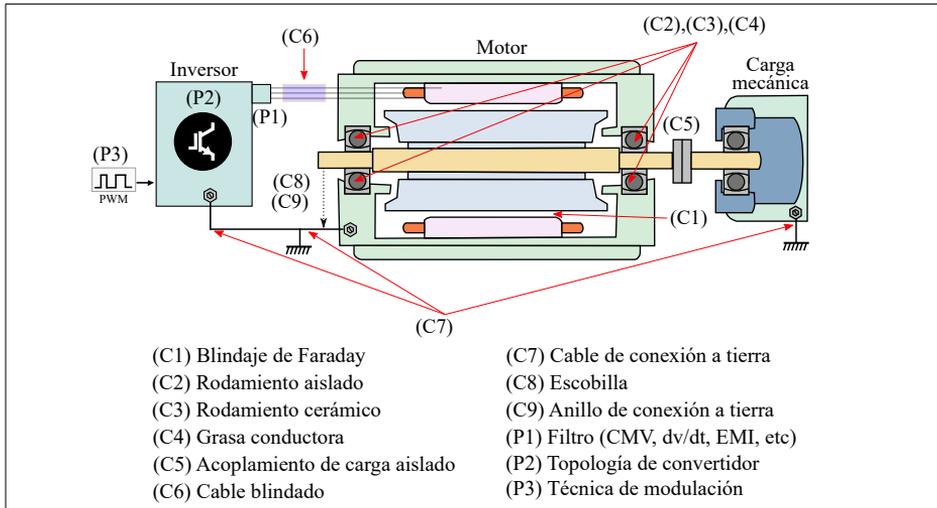
frecuencia y, además, evita el efecto de sobretensión, lo que ayuda a reducir la EMI y, por lo tanto, lo convierte en un buen complemento para los filtros de la CMV convencionales [176].

De acuerdo con [176], la solución más robusta consiste en combinar un filtro sinusoidal junto con un filtro de la CMV. Sin embargo, los filtros no eliminan la CMV, sino que la confinan en su fuente, evitando su aparición en los terminales del motor [182]. Otro inconveniente es el elevado coste y, de acuerdo con la literatura científica, puede ser interesante explorar otras opciones antes de optar por la incorporación de un filtro [135, 147]. Además, no existe un filtro universal para cada condición de operación que de solución a todos los problemas.

- (P2) Topologías alternativas al inversor convencional** Consiste en utilizar topologías de convertidor alternativas al VSI convencional para reducir o eliminar la CMV. En la literatura científica se han presentado varias topologías trifásicas con este objetivo [120] y que podrían ser aplicables al contexto de los vehículos híbridos y eléctricos. Existen soluciones trifásicas de dos niveles para aplicaciones con motores eléctricos [120, 183], topologías multifase [111, 184, 185] o incluso topologías con un número mayor de niveles [186–188]. Dada la amplitud de variedades que existen, y como el objetivo principal de esta tesis es la investigación y propuesta de una nueva topología que permita mitigar los efectos de la CMV, este tipo de soluciones se revisa detalladamente en el capítulo 3.
- (P3) Técnicas de modulación avanzadas.** Se trata de utilizar técnicas de modulación alternativas a las convencionales *sinusoidal* PWM (S-PWM) y SV-PWM. Para ello, en la literatura científica se puede encontrar un gran número de técnicas de modulación que permiten reducir la CMV [95, 189, 190]. En concreto, las técnicas de modulación *Reduced common-mode voltage* PWM (RCMV-PWM) tienen como objetivo evitar la aplicación de vectores nulos. Dentro de este grupo, las más comunes son la *Active zero-state* (AZ-PWM), *Near-state* (NS-PWM) y la *Remote-state* (RS-PWM). La principal ventaja de emplear este tipo de técnicas de modulación es que no es necesario modificar la arquitectura del motor o del propio hardware del convertidor [191]. Esto lo convierte en una solución económica, ya que no se requieren elementos hardware adicionales y únicamente es necesario modificar el control. Como contrapartida, su uso produce una serie de desventajas, tales como la reducción del rango de tensión utilizable, o el aumento de la distorsión armónica de la corriente de salida del inversor (THD_i), entre otros [97, 151, 191]. En este contexto y debido al impacto de la técnica de modulación en la nueva topología de conversión que se propone en esta tesis,



(a) Cadena de causas, efectos y soluciones a problemas producidos por la CMV.



(b) Ubicación física de las soluciones a la problemática de la CMV.

Figura 2.21: Problemas que produce la CMV en el conjunto inversor-motor y sus principales soluciones.

en el capítulo 4 se describe, en mayor detalle, la influencia de las técnicas de modulación en la CMV y como algunas de ellas permiten reducir dicha tensión.

Finalmente y a modo de resumen, la figura 2.21 muestra las consecuencias de la CMV en los sistemas de propulsión eléctrica. En particular, la figura 2.21(a) resume la cadena de efectos desencadenada por la CMV en el conjunto inversor-motor, incluyendo las posibles soluciones a cada problema y las consecuencias derivadas. Asimismo, la figura 2.21(b) muestra la ubicación física de cada solución, tanto de los enfoques correctivos como de los preventivos.

2.7 Conclusiones

El uso de motores y sistemas de propulsión eléctricos aumenta continuamente en todo el mundo y, particularmente, en el sector de la automoción. De hecho, debido al fomento de la movilidad eléctrica en todo el mundo, se espera una gran cantidad de vehículos híbridos y completamente eléctricos en los próximos años. En dichos vehículos, y en prácticamente cualquier sistema de propulsión eléctrica moderno, los inversores de fuente de tensión controlados por técnicas PWM proporcionan a la máquina eléctrica la potencia necesaria. Sin embargo, a diferencia de las máquinas eléctricas que se conectan directamente a la red eléctrica, estos inversores producen inherentemente (a menos que se tomen medidas de diseño específicas) formas de onda de CMV de alta frecuencia y gran amplitud. Ello tiene consecuencias perjudiciales: altos niveles de EMI, posibles daños en los devanados del estátor de la máquina o incluso posibles picaduras en los rodamientos, que en última instancia pueden provocar averías en el sistema de propulsión.

La literatura científica revisada indica que este último problema es una fuente importante de fallos en los accionamientos de motor eléctricos, ya que los problemas de rodamientos representan entre el 40 % y 70 % de las averías de estos motores. Por lo tanto, la búsqueda de soluciones para paliar estas consecuencias (acciones correctivas) o para reducir o incluso eliminar por completo la CMV antes de que produzca más problemas (acciones preventivas) está recibiendo una gran atención.

En este capítulo de tesis se ha realizado una revisión integral de las acciones correctivas y preventivas para la CMV. Si bien es posible considerar soluciones correctivas bien establecidas como el blindaje de Faraday o la aplicación de grasa conductora, ni éstas ni otras acciones correctivas revisadas (tales como rodamientos aislados, rodamientos cerámicos, cable de puesta a tierra, escobillas, etc.) proporcionan una solución totalmente satisfactoria. La selección de la medida co-

rectiva más adecuada dependerá de las particularidades de cada accionamiento de motor eléctrico y del uso que se le de a éste, y será necesario considerar, en cada caso, las ventajas y desventajas de cada medida/solución.

Con respecto a las soluciones preventivas, se puede concluir que son más ventajosas desde la perspectiva de la CMV que las acciones correctivas, ya que permiten resolver el problema de esta tensión parásita desde el origen. Además, se ha verificado que se ha incrementado el interés de la comunidad científica y de la industria por adoptar este tipo de soluciones. Entre ellas, se ha observado que el filtrado es más “paliativo” que “curativo”, ya que los filtros no eliminan la CMV, pero si previenen o dificultan que esta tensión llegue a los terminales del motor. Además, no existe un filtro universal para resolver todos los problemas de la CMV, por lo que se debe buscar una solución caso por caso, lo que consume tiempo y recursos.

Las otras dos alternativas de soluciones preventivas, es decir, las topologías de convertidor de potencia y las técnicas de modulación alternativas, están cobrando impulso con la publicación de múltiples contribuciones innovadoras. Sin embargo, aunque en todas estas publicaciones se presentan soluciones relevantes para la mitigación de la CMV, hasta elaborar el trabajo que se ha publicado junto a esta tesis, no había ningún trabajo que proporcionase una revisión completa sobre este tema. En este sentido, los siguientes capítulos revisan el estado de la tecnología, tanto de las topologías de convertidores de potencia como de las técnicas de modulación aplicadas a éstas. En general, estas dos soluciones permiten a los sistemas de propulsión que utilizan convertidores de potencia basados en PWM producir tensiones de salida lo más equilibradas posibles, reduciendo, de esa forma, la CMV. Además, resulta de utilidad cuantificar estas reducciones mediante las cuatro figuras de mérito propuestas en este capítulo ya que, de esa forma, se evita analizar problemas posteriormente derivados de la CMV, y únicamente se centra el estudio en reducir dicha tensión.

Capítulo 3

Topologías de convertidores de potencia para la reducción de la tensión de modo común en aplicaciones de vehículo eléctrico

3.1 Introducción

Tal y como se ha justificado en el capítulo anterior, la tensión de modo común (CMV) representa uno de los mayores inconvenientes a los que se enfrentan los inversores de potencia que constituyen los accionamientos de motor, ya que ésta genera problemas de fiabilidad (capítulo 2), pudiendo llegar a causar averías y, por lo tanto, detener el funcionamiento de todo el sistema de propulsión. En este sentido, en la sección 2.4 se ha definido una serie de figuras de mérito (Δ_P , Δ_S , N_L y N_T) que permiten cuantificar la forma de onda de la CMV para una determinada técnica de modulación o topología de convertidor. Gracias a ellas, es posible determinar que convertidor de potencia es más conveniente en términos de CMV, lo cual es útil para buscar alternativas al VSI trifásico de dos niveles (figura 2.3), ya que éste es, por lo general, el que proporciona los peores valores

Tabla 3.1: CMV del convertidor VSI tradicional según los estados de conmutación y los correspondientes vectores asociados a SV-PWM.

Vector de tensión (Estado de conmutación)	Estado de los dispositivos			CMV [V]
	SW_{A1}	SW_{B1}	SW_{C1}	
\mathbf{V}_0 (000)	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	$-V_{DC}/2$
\mathbf{V}_1 (100)	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	$-V_{DC}/6$
\mathbf{V}_2 (110)	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	$V_{DC}/6$
\mathbf{V}_3 (010)	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	$-V_{DC}/6$
\mathbf{V}_4 (011)	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	$V_{DC}/6$
\mathbf{V}_5 (010)	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	$-V_{DC}/6$
\mathbf{V}_6 (101)	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	$V_{DC}/6$
\mathbf{V}_7 (111)	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	$V_{DC}/2$

de CMV¹ (sección 2.4). Ello se debe a que las técnicas de modulación que se suelen utilizar emplean todos los estados de conmutación o vectores disponibles (tabla 3.1). Dado que estos estados pueden variar en función de la topología de convertidor utilizada, se deben explorar otras opciones más beneficiosas que puedan utilizarse en los vehículos eléctricos de próxima generación.

El VSI es la topología de convertidor que más se emplea en la industria de la automoción. Sin embargo, otra serie de topologías alternativas están ganando popularidad. Entre ellas, destacan las topologías multifase y las multinivel, las cuales se han estudiado en profundidad durante las últimas décadas. De hecho, las topologías multifase tienen una serie de ventajas que se pueden explotar en el tren de tracción de los vehículos eléctricos [43, 111, 192, 193], lo cual hace que la comunidad científica ponga el foco sobre ellas. Tales ventajas son, entre otras, su mayor densidad de potencia, un mejor reparto de la potencia entre fases o una mayor eficiencia [54, 57]. Además, se pueden utilizar sus grados de libertad adicionales para, así, dotar al sistema de propulsión de tolerancia a fallos o reducir los problemas derivados de la CMV [55, 56, 58, 111, 114].

Por su parte, las topologías multinivel tienen una mayor trayectoria en la industria, existiendo soluciones comerciales que se utilizan en aplicaciones distintas al vehículo eléctrico, tales como sistemas flexibles de transmisión de corriente alterna (FACTS, *flexible AC transmission systems*), *drives* industriales, sistemas de corriente continua de alta tensión (HVDC, *high voltage direct current*) o fuentes de energía renovables, entre otras [61, 188, 194–197]. Las principales ventajas de estos convertidores son la capacidad de operar a tensiones más elevadas, una mejor calidad de la forma de onda de la tensión y corriente de salida, tolerancia a fallos,

¹Cuando se utiliza el VSI en un accionamiento de motor, en función del patrón de conmutación de los dispositivos del convertidor, la forma de onda pulsante no deseada de la CMV ($v_{CM}(t)$, obtenida según (2.3)) sigue el patrón mostrado en la figura 2.14.

menores niveles de EMI y, nuevamente, la posibilidad de reducir la CMV [59–64, 96, 198, 199]. Considerando estas ventajas, y aunque hasta el momento no se ha justificado incorporar estos convertidores en los vehículos eléctricos, es probable que, en las próximas décadas, su incorporación en el tren de tracción de estos vehículos sea una opción a considerar. De hecho, ya se está dando un cambio de tendencia en la tensión de las baterías de los vehículos eléctricos, migrándose hacia sistemas de “800 V” (en lugar de los clásicos sistemas de “400 V”) [27–29]. Por esta razón, algunos autores afirman que esto conllevará la incorporación de los convertidores multinivel en el tren de tracción de los vehículos, lo cual se ve reflejado en varias publicaciones [17, 200, 201].

En lo que respecta a los convertidores trifásicos de dos niveles, además del VSI convencional (a partir de aquí denominado simplemente VSI), también se han propuesto otras alternativas que pueden utilizarse en el tren de tracción de los vehículos eléctricos [183, 202, 203]. Estos convertidores difieren del VSI en que, con el objeto de resolver algunos de los problemas que tiene este convertidor, incorporan elementos hardware adicionales, ya sean nuevos semiconductores de potencia o elementos reactivos. Concretamente, se han propuesto varias arquitecturas de estos convertidores para reducir la CMV, entre las cuales se pueden distinguir tres familias: (i) inversores con fuente de impedancia (que incluye las topologías ZSI y QZSI, respectivamente) [204–206]; (ii) inversores con desacoplamiento DC (con las subfamilias H7 y H8) [120, 166, 203]; y (iii) inversores con desacoplamiento AC (que incluye la estructura *High efficient and reliable inverter concept* (HERIC) y la subfamilia aquí denominada VSIVZR) [R1].

La figura 3.1 resume las principales topologías de convertidores que se podrían utilizar en los sistemas de propulsión de los vehículos eléctricos y que engloban todas las familias descritas anteriormente. Hay que considerar que no todas éstas reducen la CMV por sí solas. Algunas de ellas requieren de una técnica PWM específica (figura 3.1, resaltadas en verde) para poder reducir esta tensión, ya que, si se siguen empleando todos los estados del convertidor, la forma de onda resultante de la CMV no será la más conveniente. Otras técnicas incluyen elementos hardware adicionales (figura 3.1, resaltadas en azul) que hacen posible, independientemente de la técnica de modulación, proporcionar una forma de onda de CMV más reducida. Además, algunas topologías requieren, para reducir los niveles de CMV, incluir elementos reactivos (figura 3.1, resaltadas en rojo) o un diseño específico del bus DC (figura 3.1, resaltadas en amarillo). A continuación se explican detalladamente todos los convertidores de potencia² de la figura 3.1.

²Hay que destacar que, además de los presentes, en la literatura científica se han propuesto otros convertidores híbridos que mezclan conceptos de los que se explican en este trabajo. Por ejemplo, topologías híbridas multinivel, convertidores multinivel y multifase simultáneamente, o convertidores que incluyen elementos adicionales y, al mismo tiempo, son multinivel o multifase.

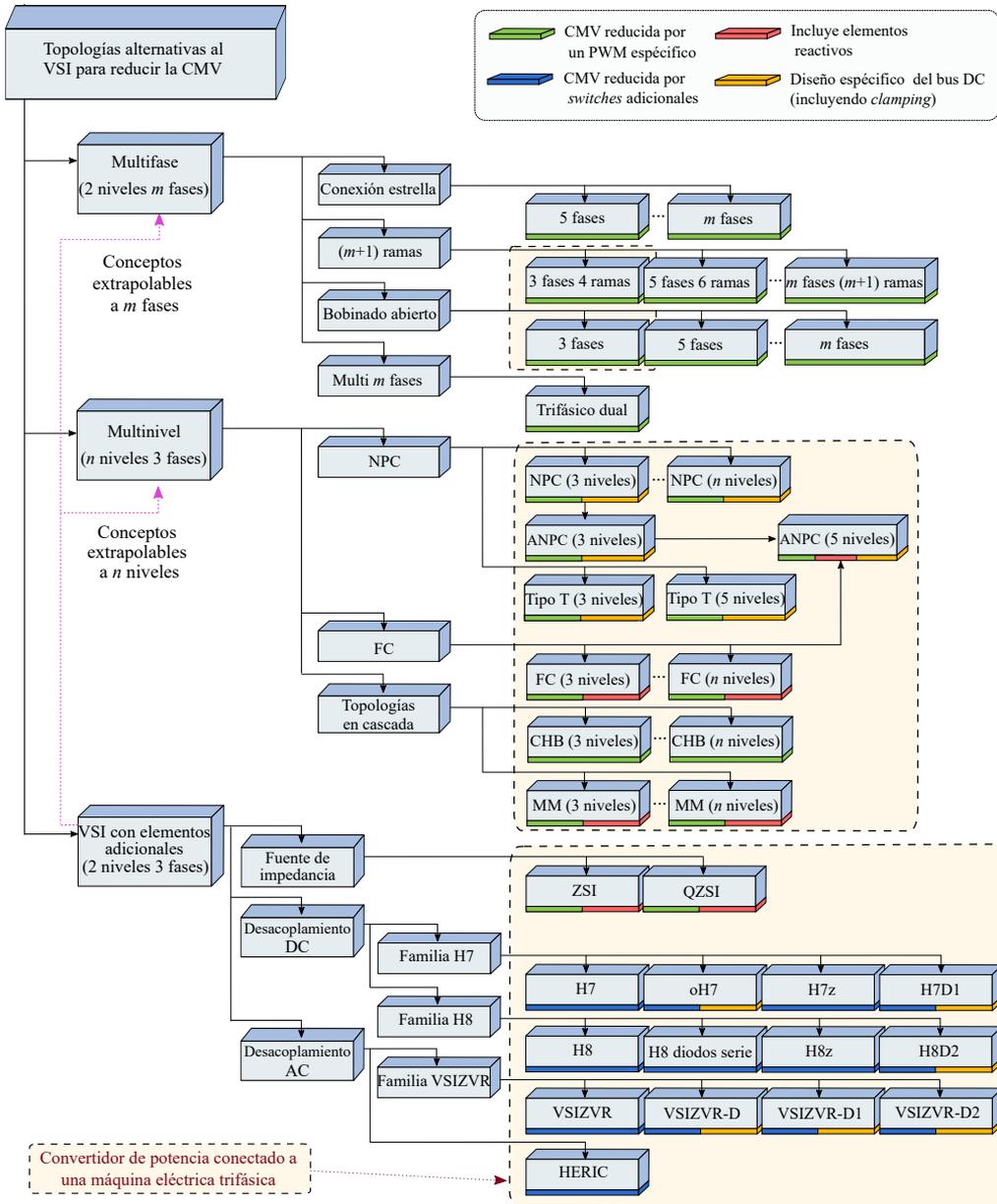


Figura 3.1: Topologías de inversores de potencia más destacadas para la reducción de la CMV en sistemas de propulsión eléctricos.

3.2 Topologías DC/AC multifase

Habitualmente, un sistema multifase es, por definición, aquel que tiene una máquina eléctrica con más de tres fases. Sin embargo, como este trabajo se centra en los convertidores de potencia, cualquier convertidor de potencia con más de tres ramas se ha incluido dentro del grupo de “convertidores multifase”. En este sentido, considerando m como el número de fases, la figura 3.2 resume las topologías multifase más relevantes. Entre estos convertidores, los que alimentan una carga con conexión en estrella (figura 3.2(a), con $m > 3$) [56, 57], la configuración de múltiples inversores trifásicos con carga trifásica múltiple (figura 3.2(c)) [55, 207] y los convertidores que alimentan una carga multifase con bobinados abiertos (figura 3.2(d)) [58] son los que, en realidad, se encuentran dentro de la categoría de multifase. Adicionalmente, el convertidor trifásico de cuatro ramas con acceso al punto neutro de la máquina (figura 3.2(b)) [208] y el convertidor trifásico conectado a una carga con bobinados abiertos (figura 3.2(d)) [54] también se han considerado en este trabajo como convertidores multifase. De hecho, estos últimos tienen la estructura más simple dentro de sus respectivas familias y, como en el resto de topologías, sus conceptos relacionados con la CMV pueden extenderse a un convertidor con mayor número de fases.

En lo relativo a la CMV, aunque las topologías multifase no están destinadas directamente a la mitigación ésta, sus grados de libertad adicionales pueden aprovecharse para ese propósito. De hecho, al implementar técnicas de modulación específicas, la CMV puede reducirse de manera efectiva, o incluso eliminarse. Por lo tanto, es interesante revisar las posibilidades que ofrecen estos convertidores de potencia. Además, dado que cada estado de conmutación tiene un vector asociado, la relación entre los vectores de SV-PWM, los estados de conmutación y la CMV es sencilla. Por este motivo, se utilizará el espacio vectorial de estos convertidores, ya que éste ayuda a comprender mejor las diferencias de la CMV entre cada topología de convertidor.

3.2.1 Inversores multifase alimentando una carga con conexión en estrella

Una de las configuraciones multifase más conocidas es el convertidor de potencia de m fases conectado a una máquina en configuración estrella³ (figura 3.2(a)). Esta topología suele estar constituida por un número impar de fases. Esto se debe a que un sistema conectado en estrella de, por ejemplo, cinco fases tiene los mismos grados de libertad (cuatro variables controlables de forma independiente)

³Aunque no existe una limitación teórica en el número de fases que se pueden agregar a un convertidor, la bibliografía se centra principalmente en convertidores de cinco fases.

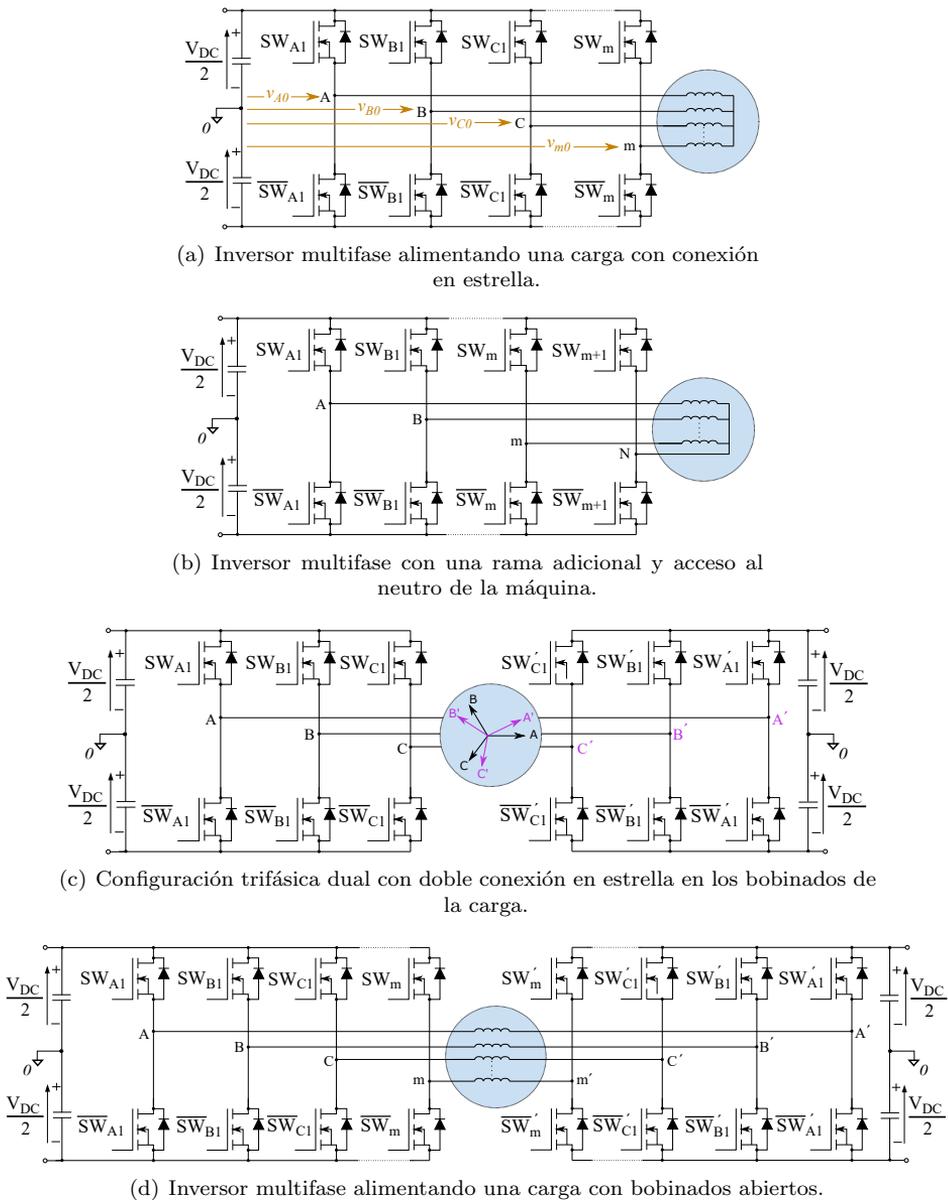


Figura 3.2: Topologías de conversión de potencia multifase más utilizadas [24].

que uno de seis fases, siendo las dos últimas variables componentes homopolares no controlables [209].

Este tipo de topología conectada en estrella tiene varias características interesantes. Por un lado, cuando el estátor de la máquina tiene devanados concentrados, es posible aprovechar los grados de libertad adicionales de esta topología y regular la componente de corriente del tercer armónico. De esta manera, la producción de par electromagnético se puede aumentar en aproximadamente un 15 % [210, 211] y, por lo tanto, lograr una mayor densidad de potencia. Por otro lado, se pueden aprovechar los grados de libertad adicionales de control cuando una o varias fases tienen faltas de circuito abierto. La utilización conveniente de estos grados de libertad resulta en un rizado de par bajo en las fases restantes y conduce a una operación pseudo-óptima que proporciona capacidades de operación de emergencia [56, 212, 213]. En tales casos, es necesario sobredimensionar la máquina eléctrica y el convertidor de potencia, ya que, durante el funcionamiento tolerante a fallos, por las fases restantes circulan corrientes con mayor amplitud, pudiéndose producir un desequilibrio entre las fases. Por lo tanto, los sistemas multifase conectados en estrella se consideran topologías prometedoras para aplicaciones críticas donde la tolerancia a fallos y la densidad de potencia son características clave [192, 214].

El número de estados de conmutación disponibles en este tipo de convertidor es 2^m , lo cual coincide con el número de vectores disponibles para sintetizar el vector de la tensión de referencia fundamental (plano $\alpha\beta$) y su tercer armónico (plano xy)⁴. En este sentido, la figura 3.3 muestra la representación del espacio vectorial de un sistema de cinco fases en los planos $\alpha\beta$ y xy . Estos subespacios se obtienen aplicando a las tensiones de salida fase-neutro de cada fase, y para todas las configuraciones de conmutación permitidas del inversor, la transformación de Clarke:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_x \\ v_y \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/5) & \cos(4\pi/5) & \cos(6\pi/5) & \cos(8\pi/5) \\ 0 & \sin(2\pi/5) & \sin(4\pi/5) & \sin(6\pi/5) & \sin(8\pi/5) \\ 1 & \cos(4\pi/5) & \cos(8\pi/5) & \cos(12\pi/5) & \cos(16\pi/5) \\ 0 & \sin(4\pi/5) & \sin(8\pi/5) & \sin(12\pi/5) & \sin(16\pi/5) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{A_N} \\ v_{B_N} \\ v_{C_N} \\ v_{D_N} \\ v_{E_N} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

⁴Esto hace que la implementación de la modulación SV-PWM sea más compleja que en los sistemas trifásicos. Por esta razón, las técnicas CB-PWM son, generalmente, las más empleadas en aplicaciones industriales.

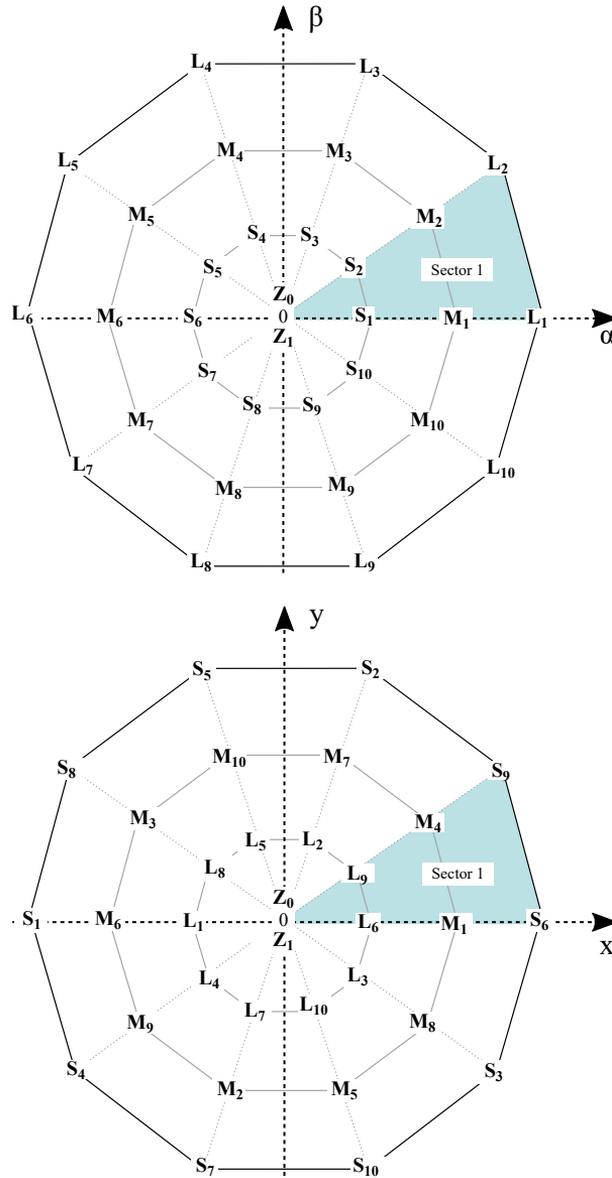


Figura 3.3: Emplazamiento de los vectores nulos (Z), pequeños (S), medianos (M) y grandes (L) para un inversor de cinco fases en los planos fundamental ($\alpha\beta$) y del tercer armónico (xy).

Tabla 3.2: Niveles de CMV en un inversor de cinco fases en función del vector aplicado (relacionado con la figura 3.3).

Inversor de cinco fases		
Tipo de vector	Vector de tensión (estado de conmutación)	Nivel de CMV [V]
Nulo	\mathbf{Z}_0 (00000)	$-V_{DC}/2$
Mediano	\mathbf{M}_1 (10000), \mathbf{M}_3 (01000), \mathbf{M}_5 (00100), \mathbf{M}_7 (00010), \mathbf{M}_9 (00001)	$-3V_{DC}/10$
Grande	\mathbf{L}_2 (11000), \mathbf{L}_4 (01100), \mathbf{L}_6 (00110), \mathbf{L}_8 (00011), \mathbf{L}_{10} (10001)	$-V_{DC}/10$
Pequeño	\mathbf{S}_1 (01001), \mathbf{S}_3 (10100), \mathbf{S}_5 (01010), \mathbf{S}_7 (00101), \mathbf{S}_9 (10010)	
	\mathbf{S}_2 (11010), \mathbf{S}_4 (01101), \mathbf{S}_6 (10110), \mathbf{S}_8 (01011), \mathbf{S}_{10} (10101)	$V_{DC}/10$
Grande	\mathbf{L}_1 (11001), \mathbf{L}_3 (11100), \mathbf{L}_5 (01110), \mathbf{L}_7 (00111), \mathbf{L}_9 (10011)	
Mediano	\mathbf{M}_2 (11101), \mathbf{M}_4 (11110), \mathbf{M}_6 (01111), \mathbf{M}_8 (10111), \mathbf{M}_{10} (11011)	$3V_{DC}/10$
Nulo	\mathbf{Z}_1 (11111)	$V_{DC}/2$

La aplicación de (3.1) proyecta las componentes armónicas de tensión⁵ $h = 5(l - 1) \pm 1$ en el plano $\alpha\beta$, mientras que los armónicos $h = 5(l - 1) \pm 3$ se proyectan en el plano xy , donde $l = 1, 3, 5, \dots$. Cada componente tiene un nivel de CMV asociado, obteniéndose los niveles de CMV producidos por cada vector o estado de conmutación como:

$$v_{CM}(t) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m v_{i0}, \quad (3.2)$$

donde m es el número de fases y v_{i0} es la i -ésima tensión fase-tierra de salida del inversor (figura 3.2(a)). Considerando esto último, la tabla 3.2 resume los valores de CMV obtenidos al aplicar un vector dado. Estos valores están presentes en la forma de onda de la CMV cuando se utiliza la técnica de modulación SV-PWM y, por lo tanto, se puede afirmar que las figuras de mérito N_T y N_L , relacionadas con la CMV aumentan con el número de fases, mientras que Δ_S disminuye. Sin embargo, es posible implementar alternativas de modulación para estas topologías de convertidor dirigidas a la mitigación de la CMV [215, 216]. Estas técnicas de modulación se revisan en profundidad en el capítulo 4.

⁵Es posible definir múltiples transformaciones de Clarke. Sin embargo, la definida en (3.1) es una de las más empleadas, ya que proyecta las componentes fundamental y de tercer armónico (las cuales contribuyen más significativamente en la producción de par cuando la máquina eléctrica tiene devanados concentrados) en dos planos bidimensionales independientes y, de esa forma, se desacopla el control de ambos planos.

3.2.2 Inversores con una rama adicional y acceso al neutro de la máquina eléctrica

Otra alternativa de convertidor multifase es aquella que añade una rama adicional a un inversor de m fases ($m \geq 3$) y, de ese modo, proporciona acceso al neutro de la máquina (figura 3.2(b)). Coloquialmente, dicha topología también se conoce como inversor de $(m+1)$ ramas y, entre sus variantes, la topología trifásica de cuatro⁶ ramas es una de las arquitecturas que más se ha investigado en la literatura científica. De hecho, la utilización de la variante de cuatro ramas se extiende a un gran número de aplicaciones, tales como sistemas fotovoltaicos [219], sistemas de alimentación ininterrumpida [208], aplicaciones conectadas a la red [220] y aplicaciones que incluyen accionamientos de motores⁷ [221–223].

En este tipo de topologías se puede controlar el nivel de tensión del punto neutro. Además, el grado de libertad adicional resultante puede ser empleado para controlar cargas desequilibradas [224, 225]. Sin embargo, esta configuración solo ha sido utilizada, por lo general, para proporcionar tolerancia a fallos en accionamientos de motores trifásicos [222, 223]. Cuando ocurre una falta de circuito abierto en una de las fases, las dos corrientes de las fases restantes del inversor aumentan su amplitud en un factor de $\sqrt{3}$ y se regulan con un cambio de fase relativo de 60° , manteniendo una fuerza magnetomotriz giratoria y proporcionando un bajo rizado del par [223].

En lo que respecta al espacio vectorial, en el convertidor de cuatro ramas se utiliza una representación tridimensional de SV (figura 3.4) [226, 227]. En ella, la tercera dimensión viene dada por la componente homopolar, ordenándose los vectores en distintas capas del eje γ [226]. Como desventaja, el espacio vectorial tridimensional resultante se vuelve más complejo a medida que aumenta el número de fases del convertidor. No obstante, se han propuesto técnicas PWM que permiten controlar la rama adicional de manera independiente a las demás [218, 228].

En general, en convertidores de m fases y $(m+1)$ ramas, la CMV también está definida por (3.2). No obstante, en este caso particular m representa el número total de ramas en lugar del número de fases. Por ejemplo, cuando se utiliza una técnica SV-PWM tridimensional para controlar el convertidor de cuatro ramas, se obtienen los niveles de CMV 0 , $\pm V_{DC}/4$ y $\pm V_{DC}/2$ (tabla 3.3) [219]. Sin embargo, el grado extra de libertad proporcionado por la cuarta rama permite desarrollar técnicas PWM que evitan que aparezcan algunos niveles de CMV [229, 230].

⁶Existen algunas publicaciones de configuraciones de cinco fases y seis ramas para amplificadores de potencia [217, 218], sin embargo, las configuraciones de más de cuatro ramas no son muy comunes en la literatura científica.

⁷Hay que destacar que en estos accionamientos eléctricos se requieren máquinas con diseños especiales que proporcionen acceso físico al punto neutro.

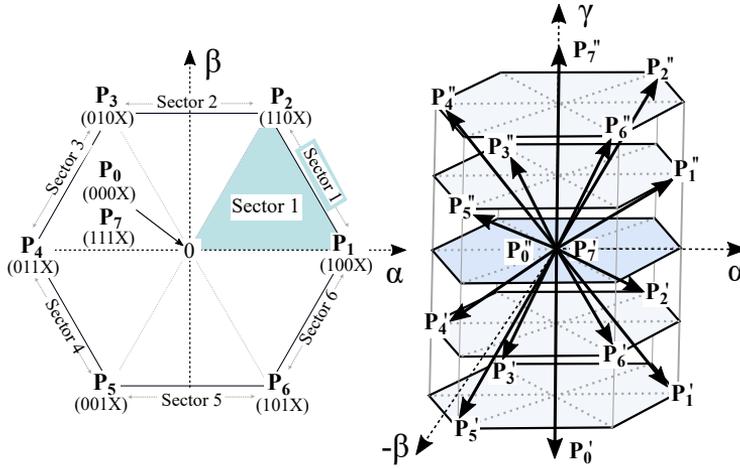


Figura 3.4: Espacio vectorial de un convertidor trifásico de cuatro ramas.

Tabla 3.3: Niveles de CMV en un inversor trifásico de cuatro ramas en función del vector aplicado (relacionado con la figura 3.4).

Inversor trifásico de cuatro ramas		
Tipo de vector	Vector de tensión (estado de conmutación)	Nivel de CMV [V]
Nulo	P_0'' (0000)	$-V_{DC}/2$
Nulo inferior	P_0' (0001)	$-V_{DC}/4$
Impar superior	P_1'' (1000), P_3'' (0100), P_5'' (0010)	
Par superior	P_2'' (1100), P_4'' (0110), P_6'' (1010)	0
Impar inferior	P_1' (1001), P_3' (0101), P_5' (0011)	
Par inferior	P_2' (1101), P_4' (0111), P_6' (1011)	$V_{DC}/4$
Nulo superior	P_7'' (1110)	
Nulo	P_7' (1111)	$V_{DC}/2$

3.2.3 Múltiples inversores trifásicos conectados a una misma máquina con bobinados desplazados

La configuración múltiple de inversores trifásicos o, simplemente, configuración trifásica múltiple, se ha investigado en la literatura científica en los últimos años [55, 231, 232]. Concretamente, dentro de esta familia multifase destaca la configuración trifásica dual (figura 3.2(c)), ya que, aunque teóricamente se puede constituir cualquier número de conjuntos de convertidores trifásicos (dual, triple, etc.), lo más común es encontrar sistemas duales.

La configuración dual⁸ es la más interesante debido a que: (i) presenta un buen equilibrio entre su desempeño y complejidad, (ii) la migración de tecnologías trifásicas a esta configuración es sencilla [207] y (iii) exhibe muy buenas prestaciones en lo referente a la tolerancia a fallos [55, 231, 234, 235]. Todo ello hace que esta configuración multifase resulte interesante para aplicaciones críticas en lo que a la seguridad se refiere, como es el caso de los vehículos eléctricos.

En dicha configuración se alimentan dos conjuntos de devanados trifásicos desplazados, o bien simétricamente (0° or 60°), o bien asimétricamente (30°). Este desplazamiento se realiza incorporando puntos neutros independientes y aislados mediante: (i) dos inversores trifásicos separados (incluidos sus sistemas de control trifásicos independientes) [236], o por (ii) un solo inversor de seis fases (cuyo control considera todos los efectos de acoplamiento cruzado mediante el uso de transformaciones vectoriales convenientes) [207]. En este contexto, aunque es más fácil fabricar máquinas en una disposición de bobinado simétrico, se prefiere la distribución de bobinado asimétrica debido a la cancelación del sexto armónico de par y debido a la existencia de menores efectos de acoplamiento entre los conjuntos de bobinados de la carga [99].

En cuanto a la modulación, una vez que el control determina las tensiones $\alpha\beta$ de referencia que se tiene que sintetizar en cada conjunto de devanados (con su correspondiente desplazamiento de fase), se pueden aplicar dos SV-PWM (o CB-PWM) trifásicos independientes (figura 3.5). En este contexto, la CMV en sistemas trifásicos duales se puede definir a partir de la CMV individual v_{CM_1} y v_{CM_2} producida por cada inversor [99, 115]:

$$v_{CM}(t) = \frac{1}{2} [v_{CM_1}(t) + v_{CM_2}(t)] = \frac{1}{6} \left[\sum_{i=1}^3 v_{i0}(t) + \sum_{j=1}^3 v_{j0}(t) \right], \quad (3.3)$$

donde v_{i0} y v_{j0} son las tensiones fase-tierra de cada fase y de los dos inversores, respectivamente, para los índices i y $j = \{1, 2, 3\}$. Esto conduce a los niveles de CMV resumidos en la tabla 3.4. Asimismo, hay que considerar que cada par de vectores que se muestra en dicha tabla indica la combinación de vectores aplicada por ambos inversores. Además y al igual que en otros sistemas multifase, hay que destacar que esta CMV puede mitigarse aplicando técnicas de modulación específicas para ese propósito [99, 115, 158, 237].

⁸Son pocos los trabajos que investiguen la configuración trifásica triple. Un ejemplo es [233], en el que se investiga una técnica de control tolerante a fallos para una máquina de imanes permanentes trifásica triple.

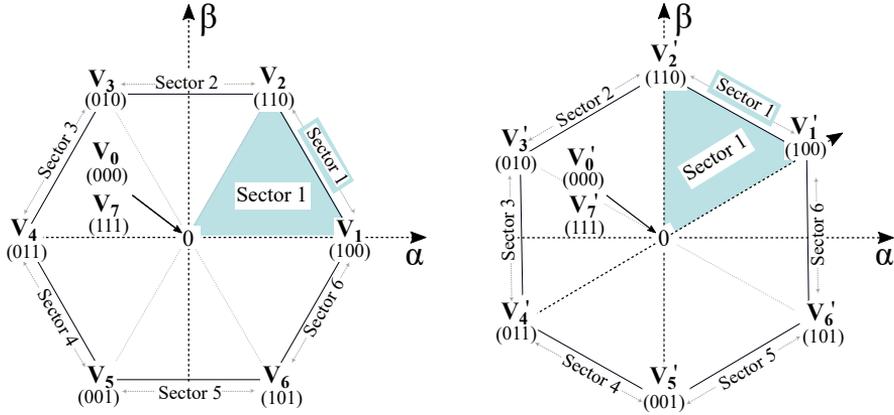


Figura 3.5: Representación de los dos planos $\alpha\beta$ en un inversor trifásico dual.

Tabla 3.4: Niveles de CMV de un convertidor trifásico dual en función del nivel de tensión que se obtiene por cada fase (figura 3.5).

Inversor trifásico dual			
Combinaciones de vectores de tensión			Nivel de CMV [V]
[V ₀ , V ₀ ']			$-V_{DC}/2$
[V ₀ , V ₁ ']	[V ₀ , V ₃ ']	[V ₀ , V ₅ ']	$-V_{DC}/3$
[V ₁ , V ₀ ']	[V ₃ , V ₀ ']	[V ₅ , V ₀ ']	
[V ₀ , V ₂ ']	[V ₀ , V ₄ ']	[V ₀ , V ₆ ']	$-V_{DC}/6$
[V ₁ , V ₁ ']	[V ₁ , V ₃ ']	[V ₁ , V ₅ ']	
[V ₃ , V ₁ ']	[V ₃ , V ₃ ']	[V ₃ , V ₅ ']	
[V ₅ , V ₁ ']	[V ₅ , V ₃ ']	[V ₅ , V ₅ ']	
[V ₂ , V ₀ ']	[V ₄ , V ₀ ']	[V ₆ , V ₀ ']	
[V ₁ , V ₂ ']	[V ₁ , V ₄ ']	[V ₁ , V ₆ ']	
[V ₃ , V ₂ ']	[V ₃ , V ₄ ']	[V ₃ , V ₆ ']	
[V ₅ , V ₂ ']	[V ₅ , V ₄ ']	[V ₅ , V ₆ ']	
[V ₂ , V ₁ ']	[V ₄ , V ₁ ']	[V ₆ , V ₁ ']	
[V ₂ , V ₃ ']	[V ₄ , V ₃ ']	[V ₆ , V ₃ ']	
[V ₂ , V ₅ ']	[V ₄ , V ₅ ']	[V ₆ , V ₅ ']	
[V ₀ , V ₇ ']	[V ₇ , V ₀ ']		
[V ₁ , V ₇ ']	[V ₃ , V ₇ ']	[V ₅ , V ₇ ']	$V_{DC}/6$
[V ₂ , V ₂ ']	[V ₂ , V ₄ ']	[V ₂ , V ₆ ']	
[V ₄ , V ₂ ']	[V ₄ , V ₄ ']	[V ₄ , V ₆ ']	
[V ₆ , V ₂ ']	[V ₆ , V ₄ ']	[V ₆ , V ₆ ']	
[V ₇ , V ₁ ']	[V ₇ , V ₃ ']	[V ₇ , V ₅ ']	
[V ₂ , V ₇ ']	[V ₄ , V ₇ ']	[V ₆ , V ₇ ']	$V_{DC}/3$
[V ₇ , V ₂ ']	[V ₇ , V ₄ ']	[V ₇ , V ₆ ']	
[V ₇ , V ₇ ']			$V_{DC}/2$

(*) Los estados de conmutación se muestran en la tabla 3.1.

3.2.4 Inversores alimentando una carga con bobinados abiertos

Para un número de fases de carga dado, las topologías multifase de bobinado abierto [100, 238, 239] son las más complejas de todas las soluciones existentes, ya que cada extremo está conectado a un inversor de m fases (figura 3.2(d)). En este sentido, el número de semiconductores de potencia de esta configuración es el más alto, duplicando el de un sistema multifase equivalente con conexión en estrella. La configuración multifase de bobinado abierto posibilita tener dos inversores diferenciados con fuentes de alimentación independientes [240] o, lo que es más común, con ambos inversores compartiendo un mismo bus DC y fuente de alimentación (un puente en H por cada fase de carga) [57].

Aunque las topologías de convertidores multifase de bobinado abierto son complejas, los grados de libertad adicionales proporcionan estados redundantes al convertidor [123], lo que, nuevamente, les otorga una elevada tolerancia a fallos. Asimismo, estas arquitecturas pueden generar los mismos niveles de tensión de salida que un convertidor multinivel [241]. Por ello, todas estas características se pueden utilizar para desarrollar técnicas PWM para la eliminación de armónicos de bajo orden, o también para reducir la CMV [54, 242]. Por ejemplo, en un convertidor trifásico con bobinados abiertos existen 64 combinaciones posibles de vectores cuando se combinan los dos subespacios vectoriales que se muestran en la figura 3.6(a). De hecho, esta combinación da como resultado el espacio vectorial de un convertidor de tres niveles que se muestra en la figura 3.6(b), donde varias de las combinaciones de vectores producen los mismos niveles de tensión.

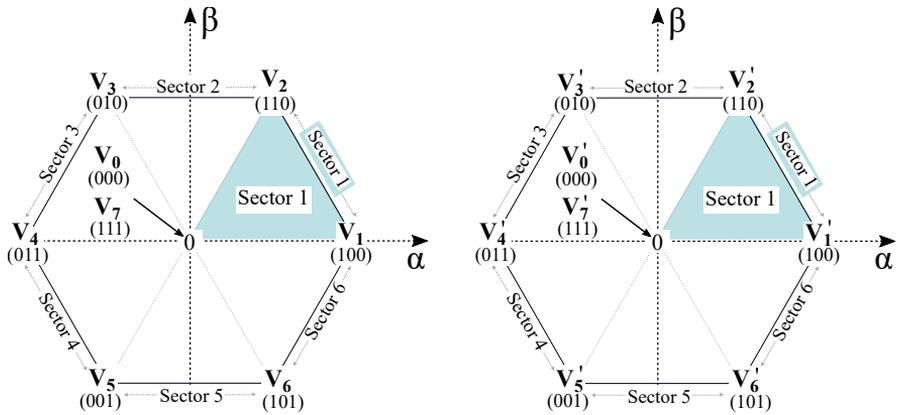
En cuanto a la CMV, a partir de las tensiones individuales v_{CM_1} y v_{CM_2} generadas por cada inversor, se consideran dos tipos: la CMV media ($v_{CM_{av}}$) y la CMV diferencial ($v_{CM_{diff}}$) [243]. Asimismo, si se generalizan estos tipos de CMV para un sistema de m fases, se tiene que:

$$v_{CM_{av}}(t) = \frac{1}{2} [v_{CM_1}(t) + v_{CM_2}(t)] = \frac{1}{2m} \left[\sum_{i=1}^m v_{i0}(t) + \sum_{j=1}^m v_{j0}(t) \right], \quad (3.4)$$

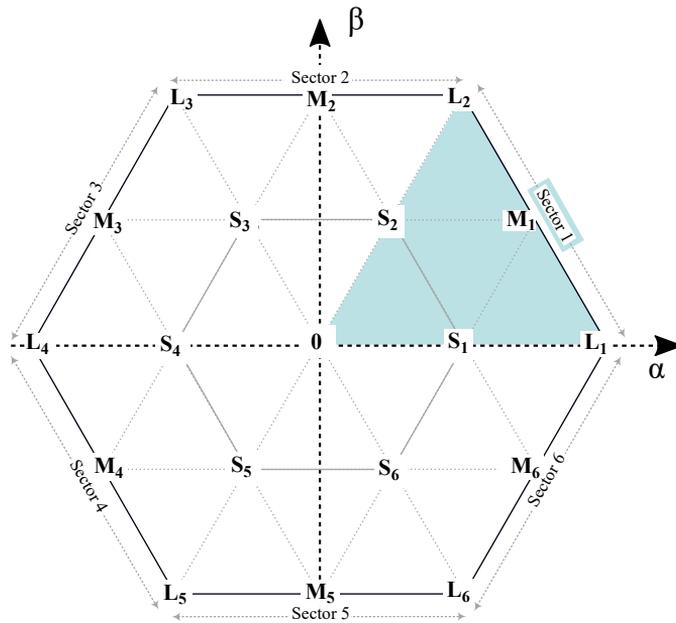
y

$$v_{CM_{diff}}(t) = v_{CM_1}(t) - v_{CM_2}(t) = \frac{1}{m} \left[\sum_{i=1}^m v_{i0}(t) - \sum_{j=1}^m v_{j0}(t) \right], \quad (3.5)$$

donde m es el número de fases de la carga. La tabla 3.5 resume todos los niveles de CMV de un sistema trifásico con bobinados abiertos. En dicha tabla, los



(a) Distribución del espacio vectorial de cada subespacio individual de un inversor trifásico.



(b) Espacio vectorial producido al combinar los dos subespacios vectoriales de la subfigura (a).

Figura 3.6: Espacio vectorial de un inversor trifásico con bobinados abiertos (la relación entre los espacios vectoriales se muestra en la tabla 3.5).

Tabla 3.5: Niveles de CMV de un inversor trifásico con bobinados abiertos en función del nivel de tensión que se obtiene por cada fase (figura 3.6).

Inversor trifásico con bobinados abiertos						
Tipo de vector	Combinaciones de vectores de tensión ⁽¹⁾			Vector multinivel	CMV media [V] ⁽²⁾	CMV diferencial [V] ⁽³⁾
Nulo	$[\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_0']$			$\mathbf{0}$	$-V_{DC}/2$	0
Pequeño	$[\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_5']$	$[\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_1']$	$[\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_3']$	$\mathbf{S}_2 \mathbf{S}_4 \mathbf{S}_6$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$
	$[\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_0']$	$[\mathbf{V}_3, \mathbf{V}_0']$	$[\mathbf{V}_5, \mathbf{V}_0']$	$\mathbf{S}_1 \mathbf{S}_3 \mathbf{S}_5$	$-V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$
	$[\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_4']$	$[\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_6']$	$[\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_2']$	$\mathbf{S}_1 \mathbf{S}_3 \mathbf{S}_5$	$-V_{DC}/6$	$-2V_{DC}/3$
Nulo	$[\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_1']$	$[\mathbf{V}_3, \mathbf{V}_3']$	$[\mathbf{V}_5, \mathbf{V}_5']$	$\mathbf{0} \mathbf{0} \mathbf{0}$		
Mediano	$[\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_5']$	$[\mathbf{V}_3, \mathbf{V}_5']$	$[\mathbf{V}_3, \mathbf{V}_1']$	$\mathbf{M}_1 \mathbf{M}_2 \mathbf{M}_3$	$-V_{DC}/6$	0
	$[\mathbf{V}_5, \mathbf{V}_1']$	$[\mathbf{V}_5, \mathbf{V}_3']$	$[\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_3']$	$\mathbf{M}_4 \mathbf{M}_5 \mathbf{M}_6$		
Pequeño	$[\mathbf{V}_2, \mathbf{V}_0']$	$[\mathbf{V}_4, \mathbf{V}_0']$	$[\mathbf{V}_6, \mathbf{V}_0']$	$\mathbf{S}_2 \mathbf{S}_4 \mathbf{S}_6$	$-V_{DC}/6$	$2V_{DC}/3$
Nulo	$[\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_7']$			$\mathbf{0}$	0	$-V_{DC}$
Pequeño	$[\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_6']$	$[\mathbf{V}_5, \mathbf{V}_6']$	$[\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2']$	$\mathbf{S}_2 \mathbf{S}_4 \mathbf{S}_6$	0	$-V_{DC}/3$
	$[\mathbf{V}_3, \mathbf{V}_4']$	$[\mathbf{V}_3, \mathbf{V}_2']$	$[\mathbf{V}_5, \mathbf{V}_4']$	$\mathbf{S}_2 \mathbf{S}_4 \mathbf{S}_6$		
Grande	$[\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_4']$	$[\mathbf{V}_3, \mathbf{V}_6']$	$[\mathbf{V}_5, \mathbf{V}_2']$	$\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_3 \mathbf{L}_5$	0	$V_{DC}/3$
	$[\mathbf{V}_2, \mathbf{V}_5']$	$[\mathbf{V}_4, \mathbf{V}_1']$	$[\mathbf{V}_6, \mathbf{V}_3']$	$\mathbf{L}_2 \mathbf{L}_4 \mathbf{L}_6$		
Pequeño	$[\mathbf{V}_2, \mathbf{V}_3']$	$[\mathbf{V}_2, \mathbf{V}_1']$	$[\mathbf{V}_4, \mathbf{V}_3']$	$\mathbf{S}_1 \mathbf{S}_3 \mathbf{S}_5$	0	$V_{DC}/3$
	$[\mathbf{V}_6, \mathbf{V}_5']$	$[\mathbf{V}_4, \mathbf{V}_5']$	$[\mathbf{V}_6, \mathbf{V}_1']$	$\mathbf{S}_1 \mathbf{S}_3 \mathbf{S}_5$		
Nulo	$[\mathbf{V}_7, \mathbf{V}_0']$			$\mathbf{0}$	0	V_{DC}
Pequeño	$[\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_7']$	$[\mathbf{V}_3, \mathbf{V}_7']$	$[\mathbf{V}_5, \mathbf{V}_7']$	$\mathbf{S}_1 \mathbf{S}_3 \mathbf{S}_5$	$V_{DC}/6$	$-2V_{DC}/3$
Nulo	$[\mathbf{V}_2, \mathbf{V}_2']$			$\mathbf{0} \mathbf{0} \mathbf{0}$		
Mediano	$[\mathbf{V}_2, \mathbf{V}_4']$	$[\mathbf{V}_2, \mathbf{V}_6']$	$[\mathbf{V}_4, \mathbf{V}_6']$	$\mathbf{M}_1 \mathbf{M}_2 \mathbf{M}_3$	$V_{DC}/6$	0
	$[\mathbf{V}_4, \mathbf{V}_2']$	$[\mathbf{V}_6, \mathbf{V}_2']$	$[\mathbf{V}_6, \mathbf{V}_4']$	$\mathbf{M}_4 \mathbf{M}_5 \mathbf{M}_6$		
Pequeño	$[\mathbf{V}_7, \mathbf{V}_5']$	$[\mathbf{V}_7, \mathbf{V}_1']$	$[\mathbf{V}_7, \mathbf{V}_3']$	$\mathbf{S}_2 \mathbf{S}_4 \mathbf{S}_6$	$V_{DC}/6$	$2V_{DC}/3$
	$[\mathbf{V}_2, \mathbf{V}_7']$	$[\mathbf{V}_4, \mathbf{V}_7']$	$[\mathbf{V}_6, \mathbf{V}_7']$	$\mathbf{S}_2 \mathbf{S}_4 \mathbf{S}_6$	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$
	$[\mathbf{V}_7, \mathbf{V}_4']$	$[\mathbf{V}_7, \mathbf{V}_6']$	$[\mathbf{V}_7, \mathbf{V}_2']$	$\mathbf{S}_1 \mathbf{S}_3 \mathbf{S}_5$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$
Nulo	$[\mathbf{V}_7, \mathbf{V}_7']$			$\mathbf{0}$	$V_{DC}/2$	0

Notas de la tabla:

- (1) Los estados de conmutación se muestran en la tabla 3.1.
- (2) La CMV media se calcula mediante (3.4).
- (3) La CMV diferencial se calcula mediante (3.5).

pares de vectores representan las combinaciones de vectores aplicadas en ambos inversores. Por tanto, se obtienen los mismos niveles medios de CMV que en un sistema trifásico dual. Es importante resaltar que la CMV diferencial se asocia a las corrientes circulantes, mientras que la CMV media se relaciona más con las EMI [243, 244]. En cualquier caso, la CMV se puede mitigar aplicando técnicas de modulación específicas (igual que en los convertidores anteriores) [123, 244–247].

3.2.5 Resumen de los convertidores multifase y la CMV

A partir de la revisión realizada, se puede concluir que, a pesar de que cada topología multifase tiene sus ventajas y desventajas, el inversor con carga conectada en estrella y los convertidores trifásicos duales son los más destacados en la literatura reciente. Además, el principal beneficio de los convertidores multifase es su tolerancia a fallos, aunque, en general, esto se consigue a costa de aumentar el precio del convertidor en comparación con el VSI trifásico de dos niveles convencional.

A pesar de que todas las topologías multifase tienen la tolerancia a fallos como su principal ventaja, cada variante tiene sus particularidades. La principal ventaja de las topologías con carga conectada en estrella es la relación entre los grados de libertad y el número de fases. Las topologías con conexión al neutro tienen la ventaja de poder controlar la tensión de este punto. Los convertidores trifásicos múltiples con devanados trifásicos desplazados permiten una fácil migración a partir de tecnologías trifásicas. Finalmente, los convertidores conectados a cargas de bobinado abierto tienen la capacidad de producir una salida de tensión multinivel.

Por otra parte, cada convertidor tiene sus inconvenientes. Los convertidores multifase que alimentan una carga conectada en estrella son sensibles a los fallos de la fuente de alimentación y tienen un esquema de modulación complejo para un gran número de fases del convertidor. Los convertidores de m fases y $m+1$ ramas requieren acceso al neutro de la máquina y necesitan dispositivos adicionales en comparación con los anteriores. Los convertidores trifásicos múltiples con devanados trifásicos desplazados, por lo general, no se desarrollan para convertidores con más de tres fases. Por último, los convertidores conectados a una carga con devanados abiertos tienen un número alto de dispositivos y un esquema de modulación más complejo que los anteriores.

A modo de resumen, la tabla 3.6 muestra las características más relevantes relacionadas con el hardware y la CMV de las cuatro arquitecturas multifase más relevantes, incluyendo las ventajas y desventajas de cada topología. Además, a modo de ejemplo, la figura 3.7 representa como afecta el aumento del número de fases de un convertidor en la CMV. En dicha figura, las subfiguras con un número par de fases pueden representar, por ejemplo, convertidores multifase con acceso al neutro de la máquina (el de cuatro (figura 3.7(b)) y seis (figura 3.7(d)) ramas, respectivamente). Por el contrario, los casos con un número impar de fases pueden representar convertidores multifase que alimenten una carga con conexión en estrella (cinco (figura 3.7(c)) y siete (figura 3.7(e)) fases, respectivamente). En dichas figuras, se puede ver que, a medida que aumenta el número de fases, Δ_S se reduce y N_L y N_T aumentan. Por el contrario, se observa que Δ_P permanece

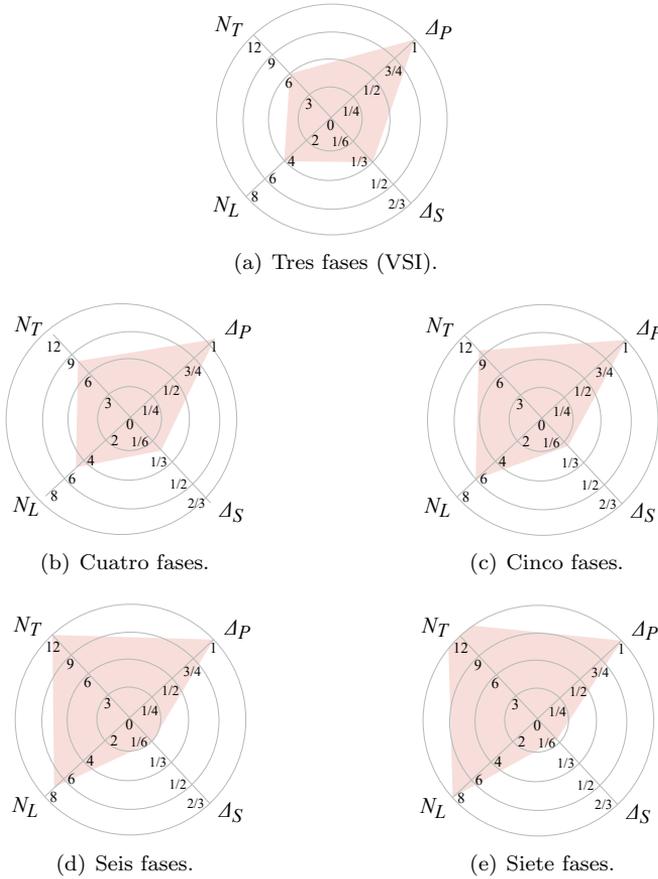


Figura 3.7: Evolución de las figuras de mérito de la CMV al variar el número de fases del convertidor.

ce invariante. Esto se debe a que, sin una técnica de modulación específica, los convertidores multifase no reducen la CMV por sí solos, como sí ocurre en los convertidores trifásicos de dos niveles con hardware adicional (sección 3.4).

Tabla 3.6: Resumen de los principales inversores multifase y su relación con la tensión de modo común⁽¹⁾.

		Convert. multifase con carga en estrella		Convert. multifase de m fases y $(m+1)$ ramas		Convert. trifásicos múltiples con devanados desplazados	Convert. multifase con carga de bobinado abierto		
		5 fases	m fases	3 fases 4 ramas	5 fases 6 ramas	3 fases dual	3 fases <i>Open-end</i>	3 fases <i>Open-end</i>	
		Fig. 3.2(a)		Fig. 3.2(b)		Fig. 3.2(c)	Fig. 3.2(d)		
Hardware ⁽²⁾	• <i>Switches</i> ⁽³⁾	10	2m	8	12	12	12	20	
	• Diodos	0	0	0	0	0	0	0	
	• Condens. bus DC ⁽⁵⁾	1	1	1	1	1 o 2	1 o 2	1 o 2	
	• Condens. extra	0	0	0	0	0	0	0	
	• Bobinas	0	0	0	0	0	0	0	
	• Fuentes de tensión	1	1	1	1	1 o 2	1 o 2	1 o 2	
Datos relativos a la CMV ⁽⁴⁾	• Forma de onda de la CMV en un inversor de 5 fases y extendida para m -fases								
	• Figuras de mérito de la CMV	Δ_P 1/5 N_L 6 N_T 10	1 1/m $m+1$ 2m	1 1/4 5 8	1 1/6 7 12	1 1/6 7 12	1 1/6 7 12	1 1/10 11 20	
Pros y contras	• Ventajas	<ul style="list-style-type: none"> • Tolerancia a fallos ante faltas en circuito abierto • Posibilidad de inyección de 3^{er} armónico • Relación entre grados de libertad y número de fases 		<ul style="list-style-type: none"> • Tolerancia a fallos incluso ante cargas trifásicas • Un grado de libertad adicional • Control de la tensión del punto neutro 		<ul style="list-style-type: none"> • Tolerancia a fallos ante faltas en circuito abierto y cerrado • Tolerancia a fallos ante fallos en la fuente DC⁽⁶⁾ • Fácil migración de sistemas trifásicos 		<ul style="list-style-type: none"> • Tolerancia a fallos ante faltas en circuito abierto y cerrado • Flexibilidad gracias al alto n° de vectores aplicables • Capacidad para sintetizar tensiones multinivel 	
	• Desventajas	<ul style="list-style-type: none"> • Sensible a fallos en la fuente DC • Modulación compleja 		<ul style="list-style-type: none"> • Sensible a fallos en la fuente DC • Necesidad de acceso al punto neutro de la máquina • Dispositivos adicionales debido a la rama $m+1$ 		<ul style="list-style-type: none"> • Dificultad de expansión a sist. duales de más de 3 fases⁽⁷⁾ 		<ul style="list-style-type: none"> • Elevado n° de dispositivos • Modulación compleja 	
Referencias	[215, 216, 248]		[218, 219, 226, 227, 229]		[55, 99, 234, 235]		[100, 123, 243-245]		

Notas de la tabla:

⁽¹⁾ Dado que este trabajo se centra en los convertidores de potencia, cualquier convertidor con más de tres ramas se ha considerado como multifase, incluyendo al convertidor de cuatro ramas (figura 3.2(b)) y al convertidor trifásico de extremo abierto (figura 3.2(d)).

⁽²⁾ Aunque aquí el número de algunos elementos es 0, en otras topologías trifásicas que se revisan a lo largo del capítulo no es así.

⁽³⁾ *Switches* (incluyendo diodos de *free-wheeling*).

⁽⁴⁾ La CMV se puede extender a convertidores de $(m+1)$ niveles para cualquier familia multifase, si se considera m como el número total de ramas, y no como el número total de fases. Esta CMV estará delimitada entre $\pm V_{DC}/2$, en pasos de V_{DC}/m . Sin embargo, se asume que todos los valores de CMV aparecen durante T_{SW} , lo que no tiene por qué suceder siempre (depende de la modulación).

⁽⁵⁾ Número mínimo de condensadores de bus DC que soportan la misma tensión.

⁽⁶⁾ Únicamente cuando el convertidor incluye fuentes de alimentación separadas.

⁽⁷⁾ No se han encontrado topologías duales de cinco o más fases en la literatura científica.

3.3 Topologías DC/AC multinivel

Este apartado se centra en revisar las topologías de inversores multinivel. Aunque los convertidores multinivel también pueden ser simultáneamente convertidores multifase incluyendo más de tres fases a la salida del convertidor, en este trabajo únicamente se revisan las variantes trifásicas. En cualquier caso, hay que destacar que, en las últimas décadas, el desarrollo de estos convertidores se ha centrado en el rango de media tensión y alta potencia [63], utilizándose principalmente en aplicaciones tales como fuentes de energía renovables [195–197, 249], accionamientos de motores [187, 188], FACTS [250] o HVDC [61, 194].

Las arquitecturas de convertidor multinivel más conocidas son el inversor con fijación al punto neutro (NPC, *Neutral point clamped*) [251], el inversor de condensadores flotantes (FC, *Flying capacitor*) [252] y el inversor de puentes en H en cascada (CHB, *Cascaded H-bridge*) [253]. Por otro lado, entre las topologías multinivel que incluyen un elemento de fijación (*clamping*), además del propio NPC, el NPC de tipo activo (ANPC, *Active neutral-point-clamped*) y el NPC de tipo T (o simplemente *T-type*) también son opciones interesantes [254, 255]. Asimismo, el convertidor Modular multinivel (MM) también ha sido ampliamente investigado en la última década [60, 62, 256] y, aunque no se analizan en este trabajo, también se han propuesto otras arquitecturas híbridas que consisten en combinar dos (o varias) de las anteriores [257, 258].

Todas estas topologías multinivel se pueden emplear para reducir la CMV debido a sus grados de libertad adicionales, ya que, de acuerdo con (2.3), esta tensión está directamente relacionada con las tensiones de salida de cada fase del convertidor. En general, incorporar hardware adicional en estos convertidores para mejorar la CMV no es interesante, ya que éstos son de por sí complejos desde el punto de vista del hardware. Por lo tanto, la mejor solución es reducir la CMV mediante estrategias de modulación específicas [259–261]. En este sentido, como ocurre en los convertidores multifase, la relación entre los estados de conmutación de los dispositivos y la representación vectorial de una modulación basada en SV ayuda a comprender mejor la CMV. Por lo tanto, considerando la modulación SV-PWM convencional, a continuación se presentan las características más importantes de los convertidores multinivel más representativos y su relación con la CMV.

3.3.1 Inversores con fijación al punto neutro (NPC)

Esta variante de convertidor fue introducida por Nabae en 1981 [251] y es, posiblemente, la primera arquitectura multinivel comercializada en todo el mundo. El convertidor NPC usa diodos para conectar el punto medio de la parte superior e inferior de cada rama con el punto medio del bus DC (*NP*) (figura 3.8(a)).

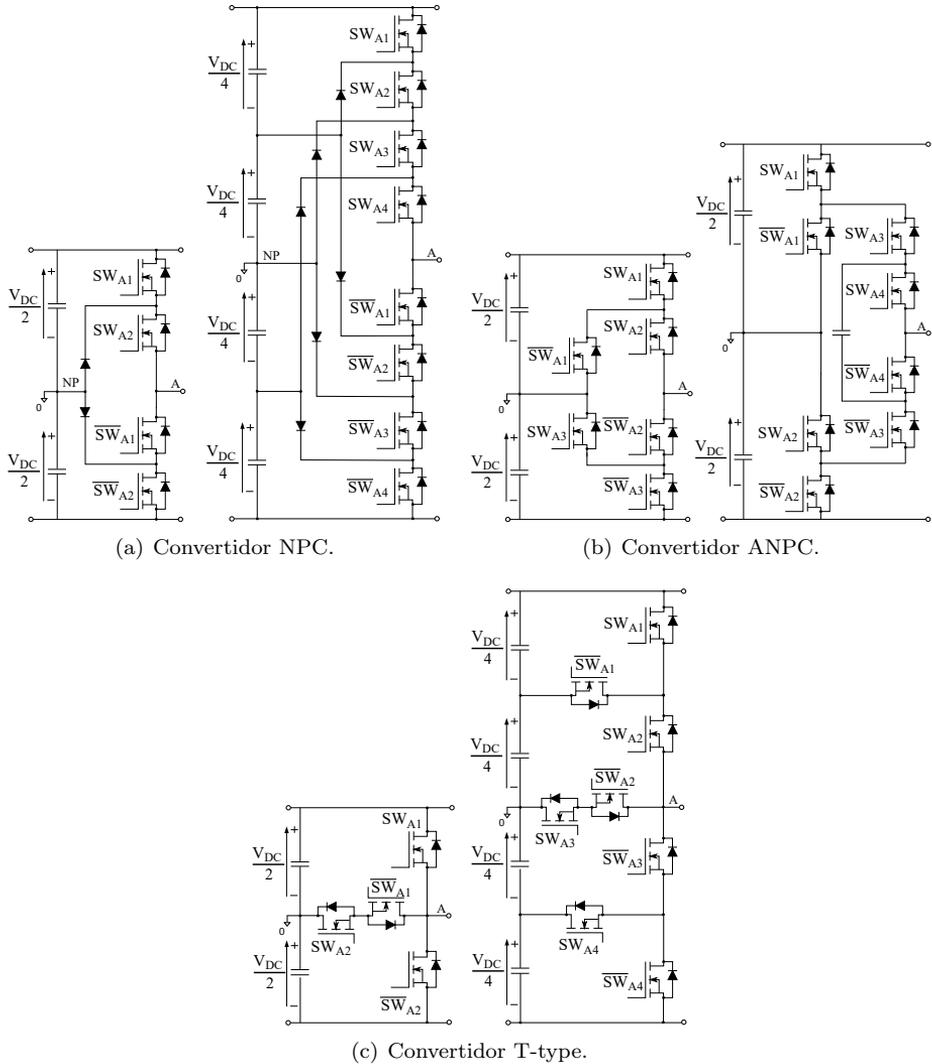


Figura 3.8: Topologías de inversores multinivel convencionales para tres y cinco niveles (solo se muestra una rama) - 1 de 2.

En su configuración más simple, proporciona tres niveles de tensión en la salida de cada fase. Sin embargo, se puede aumentar el número de niveles de tensión aumentando el número de diodos y *switches*. En cualquier caso, la posibilidad de múltiples niveles de tensión en la salida hace que este tipo de topologías sean apropiadas para aplicaciones de potencia media y alta, como las fuentes de energía

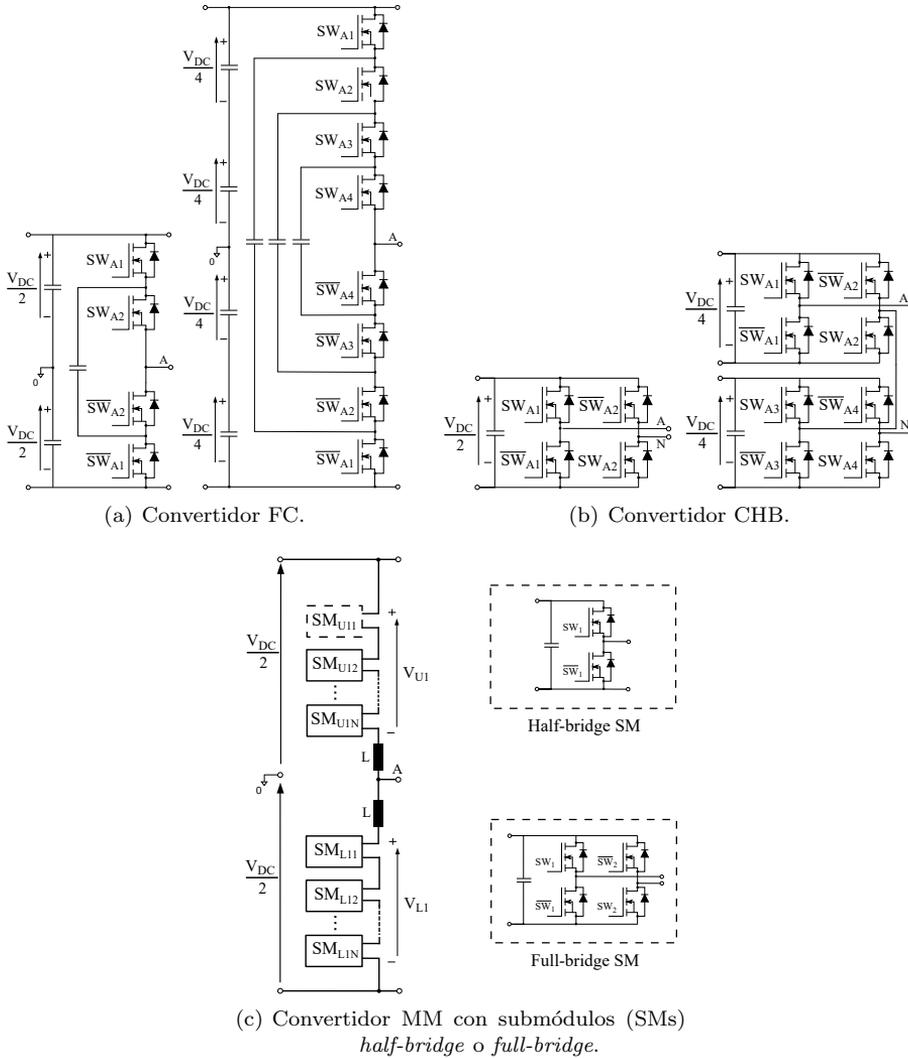


Figura 3.9: Topologías de inversores multinivel convencionales para tres y cinco niveles (solo se muestra una rama) - 2 de 2.

renovables [195] o los *drives* industriales [187].

En comparación con otros convertidores multinivel, los convertidores NPC tienen una serie de ventajas interesantes desde el punto de vista del hardware. A pesar de que se emplean diodos de *clamping*, no se requieren condensadores adicionales

a los del bus DC, lo que reduce el coste del sistema, al mismo tiempo que se reduce el tamaño del convertidor y se aumenta la densidad de potencia. Además, los convertidores NPC requieren de una única fuente de tensión. Ésta es una ventaja sobre los convertidores de tipo CHB, que requieren varias fuentes DC independientes.

Por el contrario, a medida que aumenta el número de niveles de tensión de salida también aumenta la complejidad de este tipo de convertidor debido al desequilibrio de tensión entre los condensadores del bus DC y a la necesidad de un gran número de diodos de *clamping* conectados en serie. Además, para un convertidor de n niveles, estos diodos de *clamping* soportan un valor de tensión elevado igual a $v_{DC} \frac{(n-2)}{(n-1)}$, lo cual es una desventaja para un convertidor con un número de niveles elevado. Asimismo, los convertidores NPC sufren un reparto desigual de las pérdidas de conmutación entre cada dispositivo debido al número desigual de conmutaciones entre éstos [59]. Además, en el *NP* aparece un rizado de tensión de baja frecuencia para índices de modulación altos y factores de potencia bajos, lo que da como resultado una distorsión de baja frecuencia en la salida del convertidor. Por estas razones, no es habitual ver convertidores NPC con más de cinco niveles, ya que las desventajas superan con creces a las ventajas.

3.3.2 Inversores con fijación al punto neutro de tipo activo (ANPC)

El primer convertidor ANPC fue introducido por Brückner en 2001, reemplazando los diodos del convertidor NPC de tres niveles por dispositivos activos [262, 263]. A su vez, su implementación de cinco niveles, combinando los conceptos de convertidor NPC y FC, fue propuesta por Barbosa en 2005 [264]. Independientemente del número de niveles, el convertidor ANPC (figura 3.8(b)) es un candidato apropiado para aplicaciones con accionamientos de motores de alta potencia y, por ello, ha sido investigado en gran medida en los últimos años [122, 254]. Un ejemplo de fabricante que utiliza en la industria esta tecnología es la empresa ABB, la cual ha actualizado su convertidor HVDC Light utilizando una estructura ANPC de tres niveles [63]. Además, el ANPC ACS2000 de cinco niveles de ABB se utiliza en varios campos de aplicación para diversas industrias dentro del mercado de *drives* industriales de uso general como ventiladores, bombas o compresores [265].

La principal ventaja del convertidor ANPC de tres niveles es que es posible controlar la distribución de pérdidas entre los dispositivos de conmutación [254, 263]. Por ejemplo, en [263] se propone un esquema de equilibrado de pérdidas que puede aumentar significativamente la potencia de salida del convertidor. Por otro lado y como ventaja adicional, el ANPC de cinco niveles tiene estados de con-

mutación redundantes [264] que proporcionan grados de libertad adicionales y, en consecuencia, es posible realizar un control tolerante a fallos cuando una fase queda abierta [266, 267]. Además, en comparación con su NPC equivalente, el convertidor ANPC de cinco niveles tiene un control más simple para equilibrar la tensión en NP, mayor flexibilidad en la magnitud de la tensión de salida y una mayor fiabilidad [268]. Se puede decir que, para generar las tensiones multinivel, el ANPC de cinco niveles combina la flexibilidad del convertidor FC con la robustez de los convertidores NPC industriales [264].

En cuanto a las desventajas, el principal inconveniente de la estructura de tres niveles es que se necesita controlar un mayor número de dispositivos activos que para el NPC. Además, la extensión de tres niveles a un mayor número de niveles no es sencilla en este convertidor. Para aumentar el número de niveles respetando el funcionamiento de la arquitectura del convertidor, es necesaria una solución híbrida que combine las estructuras NPC y FC.

3.3.3 Inversores con fijación al punto neutro de tipo T (T-type)

Este tipo de convertidor fue introducido en 2010 por Schweizer [269]. En comparación con la topología NPC de tres niveles, el tipo T incorpora un interruptor bidireccional activo para fijar la tensión del punto medio del bus DC, por lo que utiliza dos diodos menos por cada rama (figura 3.8(c)). Además, al aumentar a cinco niveles, hay dos variantes del convertidor: el tipo T dual de tres niveles y el tipo T de cinco niveles (figura 3.8(c)), ambos introducidos por Salem en 2013 [255, 270]. Además de su naturaleza multinivel, el dual de tres niveles también pueden considerarse multifase. En cualquier caso, el convertidor NPC tipo T se ha investigado ampliamente en la última década para aplicaciones de energías renovables [98, 249, 271], así como para accionamientos de motores [188, 270].

Básicamente, el convertidor de tipo T de tres niveles combina las ventajas de la estructura de dos niveles, como son las bajas pérdidas de conducción, número reducido de *switches* y una operación simple, con las ventajas de la arquitectura de tres niveles, tales como bajas pérdidas de conmutación y mayor calidad de la tensión de salida [255]. Asimismo, cuando ocurre una falta de dispositivo abierto en un inversor tipo T se puede operar en modo tolerante a fallos sin agregar dispositivos adicionales [271].

Entre sus principales desventajas, el *NP* del tipo T de tres niveles es similar al del convertidor NPC, ya que necesita controlarse para mantener iguales las tensiones de los condensadores del bus DC [255]. Sin embargo, a diferencia del NPC, su mayor inconveniente es que los dispositivos deben bloquear toda la tensión del bus DC [255].

3.3.4 Inversores de condensadores flotantes (FC)

La variante FC fue introducida por Meynard y Foch en 1992 [252]. Este tipo de convertidor, generalizado para n niveles, une cada punto entre dos dispositivos de la parte superior de una rama con el mismo punto en la parte inferior de dicha rama por medio de $3(n - 2)$ condensadores (figura 3.9(a)). Estos condensadores deben precargarse para producir la tensión de salida correcta en cada fase [250]. En este sentido, la estructura del hardware del convertidor FC hace que esta topología sea adecuada para aplicaciones fotovoltaicas (PV) [196] y turbinas eólicas [197]. Además, variantes de esta topología también se ha empleado en sistemas de accionamiento con motores, como es el caso de algunos motores de inducción [272].

La principal ventaja de la arquitectura FC es que puede generar la misma tensión de salida empleando distintas configuraciones de encendido y apagado, es decir, el convertidor FC de tres niveles tiene estados de conmutación redundantes. Debido a ello, las corrientes pueden circular en distinto sentido a través de los condensadores flotantes para cargarlos o descargarlos según sea necesario. Además, esta redundancia vectorial permite distribuir la tensión de conmutación por igual entre los semiconductores [273]. Por otro lado, hay que destacar que, a diferencia de la estructura NPC, el rizado de baja frecuencia no aparece en los condensadores [274].

A cambio de estos beneficios, el incremento de niveles reduce el control preciso de carga y descarga de los condensadores flotantes [250]. Asimismo, debido a que el número de condensadores necesarios es elevado, especialmente en inversores con más de cinco niveles, el inversor se vuelve voluminoso, caro y su modularidad se reduce [275]. Además, hay que destacar que se debe medir la tensión de los condensadores, aunque independientemente del número de niveles, un único sensor por fase es suficiente [276].

3.3.5 Inversores de puentes en H en cascada (CHB)

Este tipo de convertidores fue introducido por Marchesoni en 1990 [253]. La estructura del CHB se basa en submódulos (SMs), cada uno de los cuales contiene un puente completo, un condensador del bus DC y una fuente de tensión independiente proporcionada por transformadores o baterías (figura 3.9(b)). Dado que es fácil agregar más SMs y aumentar el número de niveles, este convertidor se ha utilizado en una amplia variedad de aplicaciones (principalmente de alta tensión), donde se incluyen algunos accionamientos de motores [277], FACTS (como, por ejemplo, compensadores síncronos estáticos (STATCOM)) [63] y aplicaciones HVDC [61].

Los convertidores CHB pueden alcanzar altos valores de tensión en la salida conectando varios inversores en serie. Dado que cada inversor se puede considerar como un SM independiente, en caso de que uno de ellos falle, se puede reemplazar fácilmente sin afectar el rendimiento del convertidor. En consecuencia, una de las principales ventajas de esta topología es su modularidad y tolerancia a fallos. Además, esta topología tiene estados de conmutación redundantes (al igual que el FC), lo que permite una distribución equitativa de las conmutaciones entre los semiconductores y, por tanto, reduce las pérdidas de conmutación [278]. Esta última es una característica particularmente interesante en aplicaciones donde la eficiencia es uno de los principales objetivos, como es el caso de los vehículos eléctricos [43].

Como desventaja, se necesita una gran cantidad de fuentes de tensión independientes, una para cada SM. Por tanto, las arquitecturas CHB se utilizan principalmente en aplicaciones fotovoltaicas, donde cada medio puente puede alimentarse mediante un panel fotovoltaico aislado. Asimismo, también se pueden emplear baterías independientes o pilas de combustible como fuentes de tensión aisladas [279], lo que hace que el convertidor pueda adecuarse para accionamientos con motores.

3.3.6 Inversores modulares multinivel (MM)

Este tipo de convertidores fue introducido por Lesnicar en 2003 [280]. En la figura 3.9(c) se representa su estructura, donde, en su versión más simple, cada SM está constituido por convertidores de medio puente (*half-bridge*) o puente completo (*full-bridge*). Sin embargo, se han propuesto otras arquitecturas de SMs para mejorar el rendimiento del inversor, entre las que destacan los convertidores NPC y FC [281]. Aunque esta topología se desarrolló por primera vez para sistemas HVDC [194, 282, 283], también se utiliza en cicloconvertidores AC/AC [284] o en aplicaciones que utilizan *drives* industriales de media tensión y alta potencia [60, 62, 285].

La principal ventaja de esta topología es su modularidad [62]. De hecho, se pueden lograr fácilmente valores de tensión de salida en el rango medio/alto agregando más SMs conectados en serie. Además, no es necesario utilizar un bus DC común, ya que cada SM incorpora su propio condensador de bus DC, lo que aumenta aún más la densidad de potencia del convertidor y reduce su precio [256]. Asimismo, otras características atractivas son su alta eficiencia y la elevada calidad de las señales sintetizadas en la salida del convertidor [62].

Por el contrario, los convertidores MM tienen una recirculación de corriente dentro de su estructura, lo que aumenta las pérdidas de conducción. Además, esta corriente aumenta el estrés térmico del condensador del bus DC, ya que, cuando

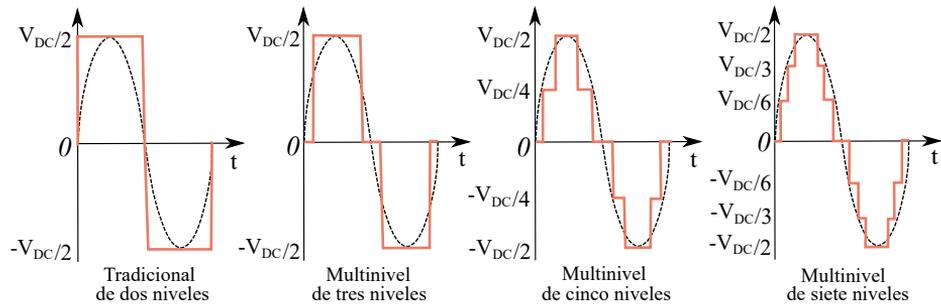


Figura 3.10: Formas de onda de la tensión fase-tierra a la salida de un convertidor multinivel en función de su número de niveles (roja: niveles de DC, discontinua: señal perseguida).

se trabaja a baja velocidad en accionamientos de motores, se produce un rizado de tensión elevado en dicho condensador [60, 285]. Asimismo, como ocurre con otros convertidores multinivel, la complejidad del control del convertidor MM aumenta con el número de niveles de tensión.

3.3.7 Resumen de los convertidores multinivel y la CMV

Cualquiera de los convertidores analizados anteriormente mejora la calidad de la forma de onda sintetizada a medida que aumenta el número de niveles (figura 3.10). De hecho, a pesar de que los convertidores son estructuralmente diferentes, teóricamente todas las arquitecturas multinivel revisadas pueden sintetizar el mismo perfil de tensión a la salida (figura 3.10). En este sentido, la tabla 3.7 resume los valores de tensión obtenidos para tres y cinco niveles dependiendo de los estados de conmutación⁹, donde cada convertidor tiene sus particularidades. Por ejemplo, el NPC solo puede sintetizar cada valor de tensión con un único estado de conmutación. Por el contrario, el resto de convertidores tiene estados de conmutación redundantes que proporcionan el mismo nivel de tensión.

Con respecto al espacio vectorial, se pueden aplicar n^3 estados de conmutación (total de vectores del diagrama SV; tabla 3.8), los cuales se pueden agrupar como $n^3 - (n-1)^3$ estados del convertidor con diferente tensión línea a línea (distintos vectores del diagrama SV). Debido a esta redundancia de vectores, la cantidad de vectores útiles se puede reducir a $27 - 8 = 19$ para los convertidores de tres niveles y $125 - 64 = 61$ para los convertidores de cinco niveles (figura 3.11)¹⁰. La figura 3.11(a) muestra el espacio vectorial general de todos los convertidores de

⁹Los estados de conmutación por fase se representan con números de -1 a 1 para el inversor de tres niveles y de -2 a 2 para el inversor de cinco niveles (tabla 3.7).

¹⁰Además, dependiendo de los dispositivos usados para generar la tensión línea a línea de cada fase en cada topología de convertidor (tabla 3.7), se pueden generar más de n^3 estados

Tabla 3.7: Estados de conmutación de los dispositivos de una fase de los principales convertidores multinivel y sus correspondientes valores de tensión fase-tierra.

Nº de niveles	Estado de conmutación ⁽¹⁾					Tensión por fase para cada convertidor [V] ⁽⁴⁾				
	Símbolo ⁽²⁾	SW _{A1}	SW _{A2}	SW _{A3}	SW _{A4}	NPC	ANPC	T-type	FC	CHB
Tres	-1	OFF	OFF	X ⁽³⁾	X	-V _{DC} /2	X	-V _{DC} /2	-V _{DC} /2	-V _{DC} /2
	0	OFF	ON	X	X	0	X	0	0	0
	0	ON	OFF	X	X	X	X	X	0	0
	1	ON	ON	X	X	V _{DC} /2	X	V _{DC} /2	V _{DC} /2	V _{DC} /2
Tres	-1	OFF	OFF	OFF	X	X	-V _{DC} /2	X	X	X
	0	OFF	OFF	ON	X	X	0	X	X	X
	0	OFF	ON	OFF	X	X	0	X	X	X
	0	OFF	ON	ON	X	X	0	X	X	X
	-1	ON	OFF	OFF	X	X	-V _{DC} /2	X	X	X
	0	ON	OFF	ON	X	X	0	X	X	X
	1	ON	ON	OFF	X	X	V _{DC} /2	X	X	X
1	ON	ON	ON	X	X	V _{DC} /2	X	X	X	
Cinco	-2	OFF	OFF	OFF	OFF	-V _{DC} /2	-V _{DC} /2	-V _{DC} /2	-V _{DC} /2	-V _{DC} /2
	-1	OFF	OFF	OFF	ON	-V _{DC} /4	-V _{DC} /4	-V _{DC} /4	-V _{DC} /4	-V _{DC} /4
	-1 or 0	OFF	OFF	ON	OFF	X	-V _{DC} /4	0	-V _{DC} /4	-V _{DC} /4
	0	OFF	OFF	ON	ON	0	0	0	0	0
	-1 or 0	OFF	ON	OFF	OFF	X	0	X	-V _{DC} /4	-V _{DC} /4
	0 or 1	OFF	ON	OFF	ON	X	V _{DC} /4	X	0	0
	-1, 0 or 1	OFF	ON	ON	OFF	X	-V _{DC} /4	V _{DC} /4	0	0
	0 or 1	OFF	ON	ON	ON	V _{DC} /4	0	V _{DC} /4	V _{DC} /4	V _{DC} /4
	-2 or -1	ON	OFF	OFF	OFF	X	-V _{DC} /2	-V _{DC} /2	-V _{DC} /4	-V _{DC} /4
	-1 or 0	ON	OFF	OFF	ON	X	-V _{DC} /4	-V _{DC} /4	0	0
	0 or 1	ON	OFF	ON	OFF	X	V _{DC} /4	0	0	0
	0, 1 or 2	ON	OFF	ON	ON	X	V _{DC} /2	0	V _{DC} /4	V _{DC} /4
	0	ON	ON	OFF	OFF	X	0	X	0	0
	1 or 2	ON	ON	ON	OFF	X	V _{DC} /4	V _{DC} /2	V _{DC} /4	V _{DC} /4
	1	ON	ON	OFF	ON	X	V _{DC} /4	X	V _{DC} /4	V _{DC} /4
2	ON	ON	ON	ON	V _{DC} /2	V _{DC} /2	V _{DC} /2	V _{DC} /2	V _{DC} /2	

Notas de la tabla:

- (1) La tensión a la salida de cada fase depende del estado de conmutación; por ejemplo, en convertidores de cinco niveles cuando el estado de conmutación es -2, -1, 0, 1 ó 2, la tensión de fase será -V_{DC}/2, -V_{DC}/4, 0, V_{DC}/4 ó V_{DC}/2, respectivamente.
- (2) La representación de cada *switch* para todas estas topologías se ve en las figuras 3.8 y 3.9.
- (3) El símbolo X representa un *switch* que no existe o una secuencia de conmutación que no se puede aplicar.
- (4) El convertidor MM no está incluido en la tabla porque su número de *switches* depende de los submódulos utilizados.

tres niveles (los 27 estados de conmutación y los 19 vectores de tensión). Cada estado de conmutación puede expresarse mediante un array de números ordinales. Por ejemplo, [-1 0 1] corresponde a la conexión de la fase A con el bus negativo, fase B con el nivel de tensión cero (por ejemplo, Fase B conectada al NP en el convertidor NPC), y la fase C con el bus positivo (figura 3.8 y 3.9). Asimismo, los vectores de tensión se pueden clasificar en el convertidor de tres niveles en función

redundantes. Por ejemplo, dado que el convertidor FC de tres niveles puede sintetizar 0 V (tabla 3.7) con dos estados de conmutación distintos, el número de estados de conmutación resultantes en el espacio vectorial es 64 para el FC de tres niveles y 2³⁽ⁿ⁻¹⁾ si se generaliza para un convertidor con un mayor número de niveles [286].

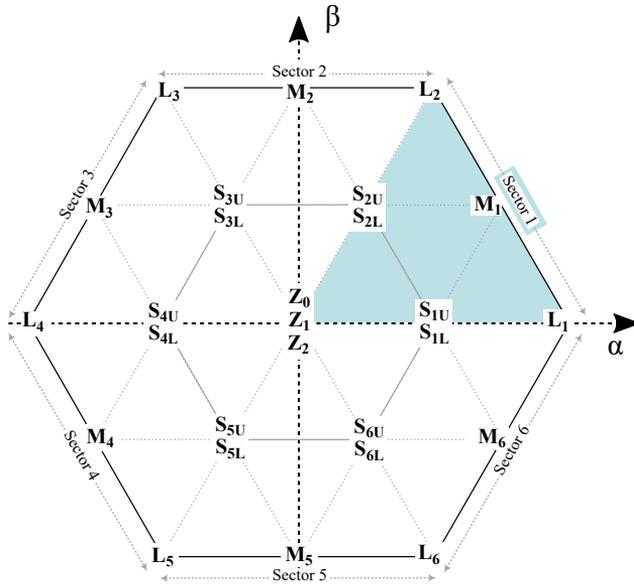
de su amplitud como nulo (\mathbf{Z}_i), pequeño (superior \mathbf{S}_{iU} e inferior \mathbf{S}_{iL}), mediano (\mathbf{M}_i), y grande (\mathbf{L}_i), donde $i = 1, 2, \dots, 6$. La tabla 3.7 resume esta clasificación.

De acuerdo con (2.3) e independientemente de la forma en que se sinteticen las tensiones de salida del convertidor, se pueden obtener distintos valores de CMV. Por ejemplo, si un convertidor de tres niveles aplica el vector \mathbf{M}_4 $[-1 \ 0 \ 1]$, esto da como resultado el valor de CMV de $-V_{DC}/2$ (tabla 3.8). El convertidor MM es una excepción, donde, en función del tipo de SM elegido [281], el número de *switches* es diferente, por lo que los estados de conmutación y la tensión de salida no se pueden identificar directamente. En consecuencia, la CMV depende tanto de la topología del convertidor resultante (en función del SM elegido) como de la modulación utilizada en el convertidor. Sin embargo y para cualquiera que sea el SM, la CMV se puede definir para el convertidor MM de forma generalizada y para cualquier número de niveles como:

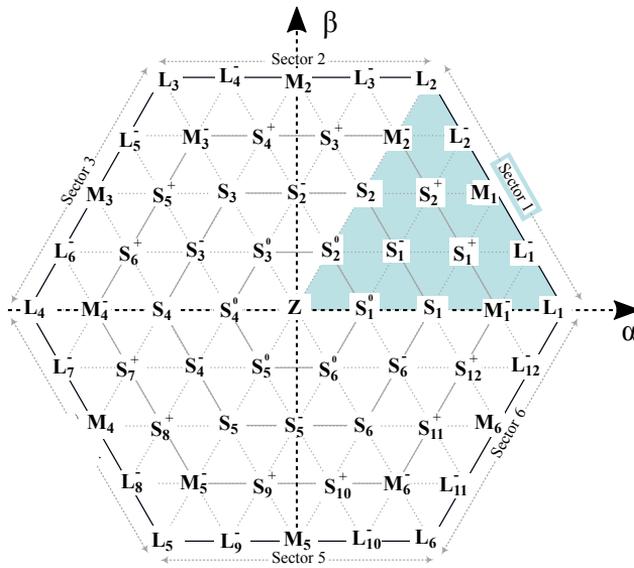
$$v_{CM}(t) = \frac{1}{6} \sum_{i=1}^3 [v_{Li}(t) - v_{Ui}(t)], \quad (3.6)$$

donde i representa cada fase del convertidor y v_{Li} y v_{Ui} son las tensiones de la rama inferior y superior de cada fase (figura 3.9(c)) [199, 287, 288].

En cualquier caso, cuando se emplean técnicas PWM tradicionales en estos convertidores multinivel, como el SV-PWM multinivel tradicional [289, 290], se obtienen los valores de CMV que se muestran en la tabla 3.8 para convertidores de tres y cinco niveles [249, 291, 292]. En dicha tabla se puede observar que el número de valores de CMV aumenta con los niveles de salida del convertidor (por ejemplo, de 7 a 13 cuando se aumenta de tres a cinco niveles). En consecuencia, Δ_S es menor a medida que aumenta el número de niveles. De hecho, Δ_S se reduce de $1/6$ a $1/12$ cuando el número de niveles del convertidor aumenta de tres a cinco, lo que puede generalizarse como $\Delta_S = 1/(3n-3)$. La tabla 3.9 muestra este último caso para las topologías multinivel más importantes, así como las principales diferencias de cada topología, enfatizando sus ventajas y desventajas. Hay que destacar que la forma de onda que se muestra en esta tabla no tiene por qué ser así. De hecho, lo habitual es que no aparezcan todos los niveles de CMV que tiene un convertidor por cada T_{sw} , ya que ello dependerá de la técnica de modulación utilizada. Por ese motivo, en este caso no se muestran gráficas de “araña” para comparar las distintas figuras de mérito de la CMV (como sí ocurría en los convertidores multifase). Los valores de cada figura de mérito dependen del patrón empleado en cada modulación y se muestran en detalle en el capítulo 4.



(a) Convertidor de tres niveles.



(b) Convertidor de cinco niveles.

Figura 3.11: Representación de los vectores de tensión multinivel en el espacio vectorial $\alpha\beta$.

Tabla 3.8: Valores de la CMV que se producen con cada vector de tensión en los convertidores multinivel de tres y cinco niveles.

Inversor de tres niveles		
Tipo de vector	Vectores de tensión (estados de conmutación)	Nivel de CMV [V]
Nulo	\mathbf{Z}_0 (-1,-1,-1)	$-V_{DC}/2$
Pequeño	\mathbf{S}_{1L} (0,-1,-1), \mathbf{S}_{3L} (-1,0,-1), \mathbf{S}_{5L} (-1,-1,0)	$-V_{DC}/3$
	\mathbf{S}_{2L} (0,0,-1), \mathbf{S}_{4L} (-1,0,0), \mathbf{S}_{6L} (0,-1,0)	$-V_{DC}/6$
Grande	\mathbf{L}_1 (1,-1,-1), \mathbf{L}_3 (-1,1,-1), \mathbf{L}_5 (-1,-1,1)	
Nulo	\mathbf{Z}_1 (0,0,0),	0
Mediano	\mathbf{M}_1 (1,0,-1), \mathbf{M}_2 (0,1,-1), \mathbf{M}_3 (-1,1,0), \mathbf{M}_4 (-1,0,1), \mathbf{M}_5 (0,-1,1), \mathbf{M}_6 (1,-1,0)	
Grande	\mathbf{L}_2 (1,1,-1), \mathbf{L}_4 (-1,1,1), \mathbf{L}_6 (1,-1,1)	$V_{DC}/6$
Pequeño	\mathbf{S}_{1U} (1,0,0), \mathbf{S}_{3U} (0,1,0), \mathbf{S}_{5U} (0,0,1)	$V_{DC}/3$
	\mathbf{S}_{2U} (1,1,0), \mathbf{S}_{4U} (0,1,1), \mathbf{S}_{6U} (1,0,1)	$V_{DC}/2$
Nulo	\mathbf{Z}_2 (1,1,1)	$V_{DC}/2$
Inversor de cinco niveles		
Tipo de vector	Vectores de tensión (estados de conmutación)	Nivel de CMV [V]
Nulo	\mathbf{Z}	$-V_{DC}/2$
Muy pequeño	$\mathbf{S}_1^0 \mathbf{S}_3^0 \mathbf{S}_5^0$	$-5V_{DC}/12$
Muy pequeño	$\mathbf{S}_2^0 \mathbf{S}_4^0 \mathbf{S}_6^0$	$-V_{DC}/3$
Pequeño	$\mathbf{S}_1 \mathbf{S}_3 \mathbf{S}_5$	
Nulo	\mathbf{Z}	$-V_{DC}/4$
Pequeño inferior	$\mathbf{S}_1^- \mathbf{S}_2^- \mathbf{S}_3^- \mathbf{S}_4^- \mathbf{S}_5^- \mathbf{S}_6^-$	
Mediano inferior	$\mathbf{M}_1^- \mathbf{M}_3^- \mathbf{M}_5^-$	
Muy pequeño	$\mathbf{S}_1^0 \mathbf{S}_3^0 \mathbf{S}_5^0$	$-V_{DC}/6$
Pequeño	$\mathbf{S}_2 \mathbf{S}_4 \mathbf{S}_6$	
Pequeño superior	$\mathbf{S}_1^+ \mathbf{S}_4^+ \mathbf{S}_5^+ \mathbf{S}_8^+ \mathbf{S}_9^+ \mathbf{S}_{12}^+$	
Grande	$\mathbf{L}_1 \mathbf{L}_3 \mathbf{L}_5$	
Muy pequeño	$\mathbf{S}_2^0 \mathbf{S}_4^0 \mathbf{S}_6^0$	$-V_{DC}/12$
Pequeño	$\mathbf{S}_1 \mathbf{S}_2 \mathbf{S}_5$	
Pequeño superior	$\mathbf{S}_2^+ \mathbf{S}_3^+ \mathbf{S}_6^+ \mathbf{S}_7^+ \mathbf{S}_{10}^+ \mathbf{S}_{11}^+$	
Grande inferior	$\mathbf{L}_1^- \mathbf{L}_4^- \mathbf{L}_5^- \mathbf{L}_8^- \mathbf{L}_9^- \mathbf{L}_{12}^-$	
Nulo	\mathbf{Z}	0
Pequeño inferior	$\mathbf{S}_1^- \mathbf{S}_2^- \mathbf{S}_3^- \mathbf{S}_4^- \mathbf{S}_5^- \mathbf{S}_6^-$	
Mediano inferior	$\mathbf{M}_1^- \mathbf{M}_3^- \mathbf{M}_5^-$	
Mediano inferior	$\mathbf{M}_2^- \mathbf{M}_4^- \mathbf{M}_6^-$	
Mediano	$\mathbf{M}_1 \mathbf{M}_2 \mathbf{M}_3 \mathbf{M}_4 \mathbf{M}_5 \mathbf{M}_6$	
Muy pequeño	$\mathbf{S}_1^0 \mathbf{S}_3^0 \mathbf{S}_5^0$	$V_{DC}/12$
Pequeño	$\mathbf{S}_3 \mathbf{S}_4 \mathbf{S}_6$	
Pequeño superior	$\mathbf{S}_1^+ \mathbf{S}_4^+ \mathbf{S}_5^+ \mathbf{S}_8^+ \mathbf{S}_9^+ \mathbf{S}_{12}^+$	
Grande inferior	$\mathbf{L}_2^- \mathbf{L}_3^- \mathbf{L}_6^- \mathbf{L}_7^- \mathbf{L}_{10}^- \mathbf{L}_{11}^-$	
Muy pequeño	$\mathbf{S}_2^0 \mathbf{S}_4^0 \mathbf{S}_6^0$	$V_{DC}/6$
Pequeño	$\mathbf{S}_1 \mathbf{S}_3 \mathbf{S}_5$	
Pequeño superior	$\mathbf{S}_2^+ \mathbf{S}_3^+ \mathbf{S}_6^+ \mathbf{S}_7^+ \mathbf{S}_{10}^+ \mathbf{S}_{11}^+$	
Grande	$\mathbf{L}_2 \mathbf{L}_4 \mathbf{L}_6$	
Nulo	\mathbf{Z}	$V_{DC}/4$
Pequeño inferior	$\mathbf{S}_1^- \mathbf{B}_2^- \mathbf{B}_3^- \mathbf{B}_4^- \mathbf{B}_5^- \mathbf{B}_6^-$	
Mediano inferior	$\mathbf{M}_2^- \mathbf{M}_4^- \mathbf{M}_6^-$	
Muy pequeño	$\mathbf{S}_1^0 \mathbf{S}_3^0 \mathbf{S}_5^0$	$V_{DC}/3$
Pequeño	$\mathbf{S}_2 \mathbf{S}_4 \mathbf{S}_6$	
Muy pequeño	$\mathbf{S}_2^0 \mathbf{S}_4^0 \mathbf{S}_6^0$	$5V_{DC}/12$
Nulo	\mathbf{Z}	$V_{DC}/2$

(*) En [122, 268] se muestran los estados de los convertidores de cinco niveles.

Tabla 3.9: Resumen de los principales inversores multinivel y su relación con la tensión de modo común.

		NPC		ANPC		T-type		FC		CHB		MM		
		3-level Fig. 3.8(a)	n-level	3-level Fig. 3.8(b)	5-level	3-level Fig. 3.8(c)	5-level	3-level Fig. 3.9(a)	n-level	3-level Fig. 3.9(b)	n-level	3-level Fig. 3.9(c)	n-level	
Hardware	• <i>Switches</i> ⁽¹⁾	12	6(n-1)	18	24	12	24	12	6(n-1)	12	6(n-1)	Depende del SM		
	• Diodos	6	⁽²⁾	0	0	0	0	0	0	0	0	Depende del SM		
Datos relativos a la CMV ⁽⁶⁾	• Condens. bus DC ⁽³⁾	2	n-1	2	2	2	4	1	1	3	⁽⁴⁾	0		
	• Condens. extra	0	0	0	3	0	0	3	⁽⁵⁾	0	0	Depende del SM		
	• Bobinas	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	6		
	• Fuentes de tensión	1	1	1	1	1	1	1	1	3	(3n-3)/2	1		
	• Forma de onda de la CMV en un inversor de 3 niveles y extendida para n niveles (ver también la tabla 3.8)													
• Figuras de mérito de la CMV	Δ_P	1										Δ_S	1/(3n-3)	
	N_L	1/6										N_T	3n-2	
		7											6n-6	
		12												
Pros y contras	• Ventajas	<ul style="list-style-type: none"> • Una única fuente DC • Menos condensadores que el FC • Económica para un número reducido de niveles 	<ul style="list-style-type: none"> • Distribuye mejor las pérdidas que el NPC • Vectores redundantes • Tolerante a fallos • Mayor fiabilidad y control del NP 	<ul style="list-style-type: none"> • Pérdidas de potencia reducidas • Vectores redundantes • Tolerante a fallos • Menor número de dispositivos 	<ul style="list-style-type: none"> • Una única fuente DC • Estados de <i>switching</i> redundantes • Tolerante a fallos • N^o de dispositivos activos reducido 	<ul style="list-style-type: none"> • Estructura modular • Proporciona alta tensión con facilidad • Estados de <i>switching</i> redundantes • Alta tolerancia a fallos 	<ul style="list-style-type: none"> • Gran modularidad • Redundancia y fiabilidad • Ausencia de C extra en el bus DC • Alta eficiencia 							
	• Desventajas	<ul style="list-style-type: none"> • Necesario equilibrar los C del bus DC • Pérdidas de <i>switching</i> desequilibradas • Diodos de <i>clamping</i> bloquean alta tensión • Rizado en NP (para $M_a \uparrow$ y $PF \downarrow$) 	<ul style="list-style-type: none"> • Mayor número de dispositivos activos • Desventajas tanto del NPC como del FC cuando el n^o de niveles aumenta 	<ul style="list-style-type: none"> • Necesario equilibrar los C del bus DC • Tensión de bloqueo más alta que la del NPC 	<ul style="list-style-type: none"> • Muy voluminoso cuando el número de niveles aumenta • Los condensadores necesitan precargarse • La modularidad se reduce • Elevado precio 	<ul style="list-style-type: none"> • Alto número de fuentes de tensión • Tensión desequilibrada entre las diferentes fases 	<ul style="list-style-type: none"> • Rizado de tensión más alto en el/los condensadores • Sistema complejo con múltiples variables que controlar 							
Referencias		[140, 291, 293]	[122, 292, 294, 295]	[188, 249, 255, 270]	[196, 286, 296, 297]	[96, 260, 261, 278, 298]	[199, 287, 288]							

Notas de la tabla:

- (1) *Switches* (con sus correspondientes diodos de *free-wheeling*).
- (2) La expresión 6(n-2) representa el número de diodos independientes bloqueando distintos niveles de tensión, pero el número real de diodos independientes conectados en serie y para la misma distribución de tensión es 3(n-1)(n-2).
- (3) Mínimo número de condensadores del bus DC que soportan la misma tensión.
- (4) La expresión (3n/2 - 1.5) representa este dato para un número impar de niveles ya que, generalmente, únicamente se encuentran convertidores con número impar. Sin embargo, y como excepción, existen algunos como el CHB y el NPC de cuatro niveles.
- (5) La expresión (3n-6) representa el número mínimo de condensadores bloqueando distintas tensiones (excluyendo los del bus DC). Si se considera el número real de condensadores del convertidor (conectados en serie y paralelo para la misma distribución de tensión y capacidad) la expresión es $(n-1)^2 + 3 \sum_{i=1}^{n-2} i^2$.
- (6) La forma de onda y las figuras de mérito de la CMV se obtienen asumiendo que todos los valores de CMV están disponibles durante cada T_{sw} . Sin embargo, esto no es habitual, ya que cada técnica de modulación cambia esta forma de onda (capítulo 4).

3.4 Topologías DC/AC trifásicas de dos niveles con hardware adicional

A diferencia de las topologías multinivel y multifase, existen otras soluciones más sencillas que, simplemente incorporando elementos hardware adicionales, permiten mejorar algunas de las prestaciones del VSI convencional. Además, su principal ventaja es que, en lugar de tener que realizar nuevos diseños de módulos de potencia customizados, la transición tecnológica es más sencilla, ya que se puede emplear un VSI comercial y simplemente incorporar los elementos adicionales necesarios. Por lo tanto, dado que utilizar el convertidor VSI trifásico de dos niveles se ha convertido en el estándar de la industria de la automoción, este tipo de topologías resulta más interesante desde un punto de vista comercial.

Como se ha anticipado en la introducción de este capítulo, algunas de estas topologías de convertidor permiten reducir la CMV con independencia de la técnica de modulación, simplemente incorporando *switches* adicionales. Sin embargo, otras técnicas requieren de elementos reactivos y una técnica específica de modulación para poder reducir la CMV. Asimismo, algunas de estas topologías de convertidor necesitan un diseño particular del bus DC para poder utilizar diodos *clamping* y fijar ciertos niveles de tensión a otras partes del circuito. En cualquier caso y por simplicidad, en este trabajo se ha considerado como referencia de tensión el punto medio del bus DC. De esa forma, todos los convertidores del capítulo se pueden comparar en igualdad de condiciones en términos de la CMV.

A continuación se analizan, en detalle, los convertidores más relevantes que entran dentro de esta categoría.

3.4.1 Inversores con fuente de impedancia

Las arquitecturas de fuente de impedancia tienen características interesantes para reducir las variaciones de CMV. La utilización de esta familia de topologías ha sido propuesta en la literatura científica, tanto para sistemas fotovoltaicos [299–301] como para *drives* industriales y de vehículos eléctricos [183, 202, 205]. El *Z-source inverter* (ZSI) y el *Quasi-Z-source inverter* (Q-ZSI) son las dos arquitecturas más empleadas de esta familia de convertidores (figura 3.12). Ambos tienen dos modos de funcionamiento: *non-shoot-through* (NST) y *shoot-through* (ST). En el modo NST se aplican seis estados activos y dos estados nulos, al igual que en un VSI tradicional, mientras que en el modo ST, además de esos estados, los dos dispositivos de una rama pueden estar simultáneamente en estado de conducción [300]. A continuación se describen ambas alternativas en detalle.

a) ZSI.

La figura 3.12(a) muestra esta arquitectura, la cual incorpora una red de fuente de impedancia en forma de X acoplada entre la fuente de tensión y el inversor. En este caso, en lugar de denominarse como '*voltage-source*', esta arquitectura pasa a denominarse como '*impedance-source*'. La impedancia comprende, generalmente, dos bobinas y condensadores idénticos [299, 302, 303]. Además, incorpora un diodo de recuperación rápida (D_1) para garantizar el aislamiento entre los dispositivos del inversor y el bus DC durante los estados ST.

La ventaja principal del convertidor ZSI consiste en que dos semiconductores de la misma rama pueden activarse simultáneamente sin, por ello, cortocircuitar la fuente de tensión. Por lo tanto, no es necesario introducir tiempos muertos, lo que reduce la distorsión armónica de la corriente de salida, además de mejorar la fiabilidad del sistema [302]. Adicionalmente, la red Z permite, intrínsecamente, aumentar o disminuir la tensión de la fuente DC, por lo que, en ciertos casos, se podría evitar utilizar convertidores DC-DC adicionales [303]. Esto es especialmente interesante en aplicaciones donde la tensión de la fuente experimenta grandes variaciones [120], como es el caso del vehículo eléctrico, ya que, en caso de requerirse un DC-DC, se reducen los costes y se aumenta la eficiencia general del convertidor de potencia [301].

Una de las principales desventajas de la arquitectura ZSI es que la tensión a través de los condensadores de la fuente Z es igual a la tensión de la fuente DC. Por lo tanto, se deben utilizar condensadores de alta tensión, lo cual aumenta el volumen del convertidor, además de derivar en un mayor coste del sistema [302]. Del mismo modo, y en lo referente a las técnicas de modulación, existe una interdependencia entre el factor *boost* (B) y el índice de modulación, que se consideran los parámetros de control de la ganancia de la red Z de la arquitectura ZSI. Esta interdependencia provoca un conflicto entre la calidad de la potencia de salida y la capacidad de aumentar la tensión del convertidor [303]. Por otro lado, hay que destacar que, aunque existen algunas publicaciones que proponen esta arquitectura para los vehículos eléctricos [202, 205], este convertidor no permite la bidireccionalidad de la corriente, lo cual es un gran inconveniente desde el punto de vista del frenado regenerativo de estos vehículos.

En lo referente a la CMV, la existencia de los nuevos estados ST dentro de los periodos de conmutación hace que los armónicos de alta frecuencia se desplacen a frecuencias más altas que en los inversores de fuente de tensión convencionales, lo que empeora la forma de onda de la CMV, y hace que los niveles de tensión también sean diferentes [304]. En otras palabras, los inversores basados en la arquitectura ZSI no reducen los niveles de CMV por sí mismos. De hecho, se requieren técnicas de modulación específicas para reducir esta tensión, donde,

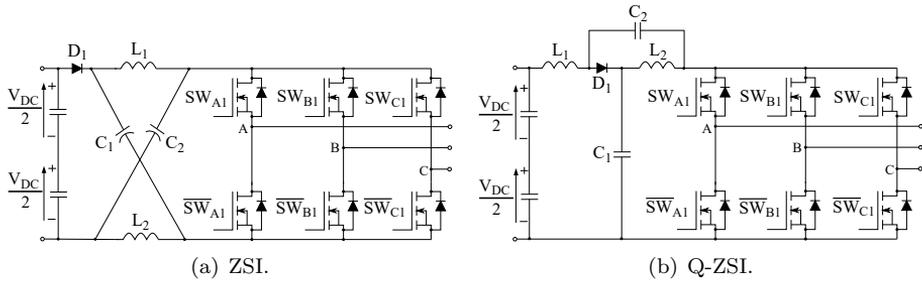


Figura 3.12: Topologías trifásicas de dos niveles con fuente de impedancia.

por otro lado, la CMV puede llegar a eliminarse completamente, pero a costa de empeorar otras características del convertidor [299, 301].

b) Q-ZSI.

La figura 3.12(b) muestra esta otra variante de arquitectura de fuente de impedancia, la cual proporciona algunas ventajas adicionales frente al ZSI. Primero, la nueva disposición del diodo D_1 permite que la energía fluya en ambas direcciones [183]. En segundo lugar, varias publicaciones [300, 305] afirman que la función *buck/boost* se lleva a cabo de manera más fiable y se proporciona un rango de ganancia de tensión más amplio que con el ZSI, con la ventaja adicional de que los métodos para controlar la función *boost* desarrollados para el ZSI también pueden ser utilizados por el Q-ZSI [300]. Además, los componentes del Q-ZSI sufren menos estrés que los componentes del ZSI ya que se pueden reducir los valores de tensión y corriente que circulan por ellos [120, 204]. Por último, hay que destacar que el Q-ZSI demanda una corriente continua constante de la fuente, mientras que el ZSI exige una corriente discontinua [300, 305]. De este modo, se reduce en gran medida el nivel de la tensión en C_2 (figura 3.12(b)).

Las desventajas del Q-ZSI son similares a las del ZSI. En particular, la relación entre el factor *boost* (B) y el índice de modulación en amplitud (M_a) sigue siendo la misma que para el ZSI. Por lo tanto, se debe buscar aquella realación que permita los mejores resultados entre la ganancia de tensión de la red Z y la tensión que se entregue al inversor. Por ejemplo, reduciendo B y aumentando M_a se maximiza la ganancia de tensión de la red Z pero se reduce la tensión entregada al inversor [300], lo cual puede ser un inconveniente para su utilización en los vehículos eléctricos, ya que el punto de operación lo impondrá el vehículo y se requerirá utilizar el rango lineal completo.

Finalmente, al igual que el ZSI, el Q-ZSI permite reducir la CMV si se realizan modificaciones en la técnica SV-PWM [120, 204]. Además, los niveles de CMV producidos en cada estado de conmutación son distintos a los producidos por el ZSI. En este sentido, hay que destacar nuevamente que el Q-ZSI también requiere una técnica de modulación especial para reducir la CMV, ya que añadir esos elementos adicionales no hace que la topología, por sí sola, produzca niveles de CMV menores.

3.4.2 Inversores con desacoplamiento DC

Las estrategias con desacoplamiento son, en general, más atractivas que las anteriores para reducir la CMV, debido principalmente a su simplicidad de implementación. De acuerdo con (2.3) los vectores nulos son los que producen los niveles más altos de CMV. Por ello, el objetivo de estas topologías es desacoplar el inversor de potencia de la fuente o de la carga durante la aplicación de dichos vectores. En el caso particular de las arquitecturas con desacoplamiento DC, éstas desacoplan la fuente de tensión del inversor cuando el algoritmo de modulación aplica los vectores nulos [149, 306]. Entre estos convertidores, las alternativas más relevantes son:

a) Variantes del convertidor H7.

La reducción de la CMV es uno de los problemas más importantes para los inversores fotovoltaicos sin transformador conectados a la red, ámbito en el que se han presentado una gran cantidad de topologías monofásicas para reducir esta tensión (anexo A) [307]. Del mismo modo, inspirándose en estas topologías monofásicas, como la H5 o la oH5 [307, 308], se han propuesto sus equivalentes trifásicas H7 (figura 3.13(a)) y oH7 (figura 3.13(b)) [149, 306, 309]. Sin embargo, a diferencia de las soluciones monofásicas, la utilización de estas topologías trifásicas no se limita únicamente a los sistemas fotovoltaicos, ya que también se han planteado como alternativa para aplicaciones que incorporan máquinas eléctricas [166, 167]. Por ejemplo, una de estas variantes de topología H7 incorpora un diodo Zener conectado en antiparalelo con el *switch* adicional del lado DC para reducir la CMV en mayor medida (figura 3.13(c), H7z) [166]. Además, en línea con este trabajo, se ha propuesto la topología H7D1 (figura 3.13(d)), la cual logra la misma reducción de CMV que la anterior, simplemente reemplazando el dispositivo activo adicional de la topología oH7 con un diodo [R1].

En general, la ventaja principal de esta familia de convertidores es que el dispositivo SW_{DC1} adicional (figura 3.13) proporciona un grado de libertad extra que se puede aprovechar para reducir la CMV. Además de esto, cada variante tiene

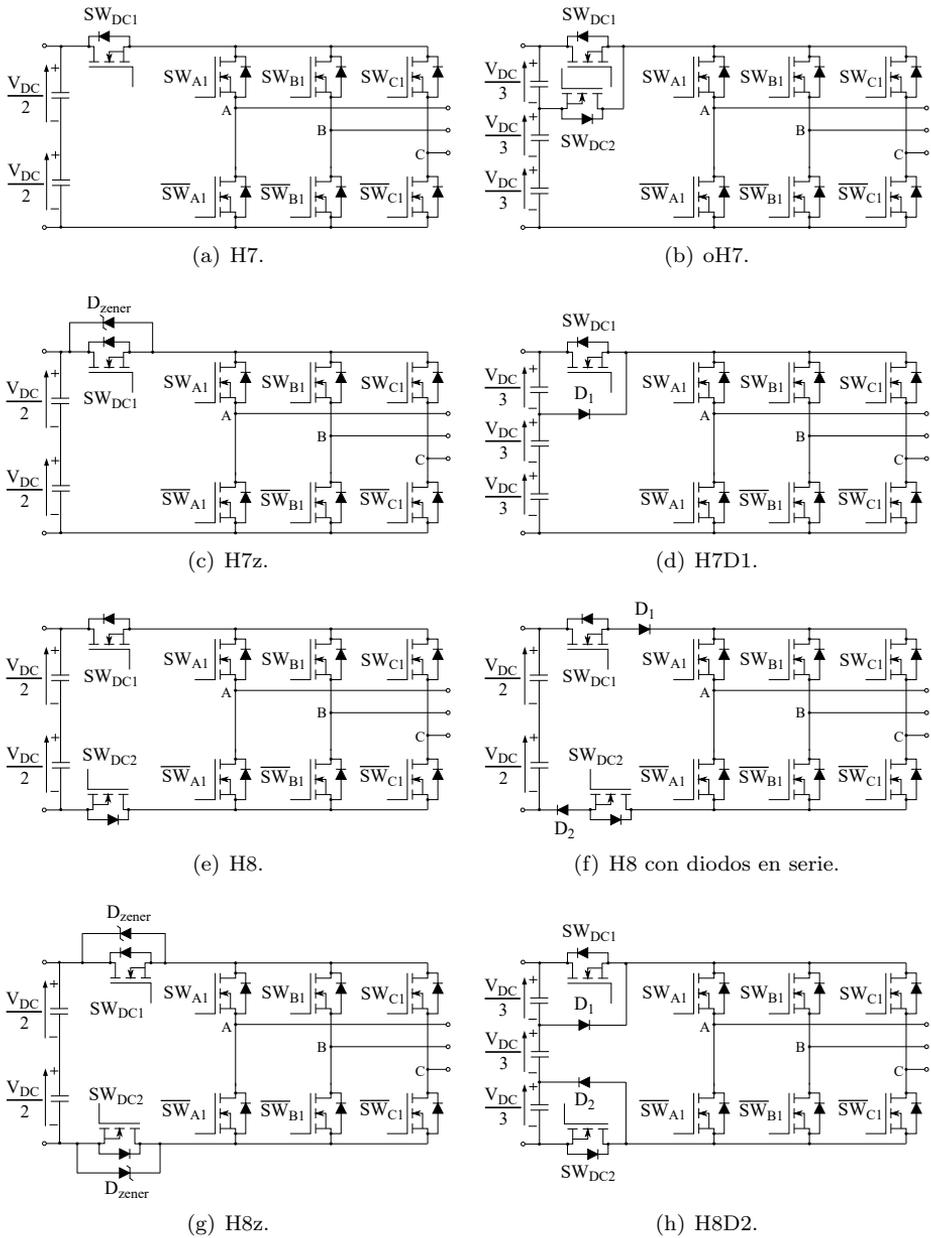


Figura 3.13: Topologías trifásicas de dos niveles con desacoplamiento DC.

sus propias particularidades. Por ejemplo, el oH7 y el H7D1 eliminan un nivel de CMV adicional gracias a un dispositivo de *clamping*. A su vez, el H7z puede lograr el mismo efecto si se utiliza un diodo Zener adecuado para este propósito. En este último caso, cuando se apaga el interruptor adicional, la tensión del bus DC está bloqueada por la tensión de ruptura del diodo Zener [166].

La principal desventaja de esta familia de convertidores es el aumento de las pérdidas de conducción a causa del dispositivo activo adicional que está conectado en serie con la fuente de tensión. Del mismo modo, poner dispositivos en serie aumenta la probabilidad de falta, por lo que se reduce el MTBF, es decir, se pierde fiabilidad. Por otro lado, particularizando para el oH7, el control de este convertidor es más complejo debido a la incorporación de un dispositivo activo adicional, cuando, de hecho, se pueden lograr los mismos resultados con un diodo de *clamping* (como es el caso de la topología H7D1). Asimismo, el convertidor H7z tiene el inconveniente de que se tiene que seleccionar cuidadosamente su diodo zener, ya que este diodo debe bloquear la tensión “exacta” del bus DC que se necesita para obtener el valor de CMV deseado.

b) Variantes del convertidor H8.

Al igual que con las variantes del convertidor H7, y dado que el inversor monofásico H6 está muy extendido en aplicaciones fotovoltaicas [307, 310] se han desarrollado variantes trifásicas de este convertidor, las cuales se denominan como H8. Su característica principal es la incorporación de dos dispositivos activos de desacoplamiento DC (figura 3.13, SW_{DC1} y SW_{DC2}) que se utilizan durante la aplicación de los vectores nulos [97, 306, 309, 311]. Sin embargo, y a pesar de sus similitudes, no todas las topologías del convertidor H8 reducen la CMV en la misma medida.

La arquitectura más básica es el convertidor H8 (figura 3.13(e)) [97, 306]. Sin embargo, también existen otras variantes como el H8 con diodos en serie [312], el H8z [313] y el H8D2 [314] (figuras 3.13(e)-3.13(h)). Particularmente, el convertidor H8D2 se ha propuesto para una variedad de aplicaciones más allá de la fotovoltaica, como es el caso de los *drives* industriales [120], los vehículos eléctricos [203] o la propulsión eléctrica de los aviones [315].

Nuevamente, cada alternativa de la familia H8 tiene sus particularidades. Tanto el H8z como el H8D2 permiten una mayor reducción de la CMV. En el caso del H8z se puede ajustar la magnitud de la CMV durante los vectores nulos. Para ello, se selecciona, de manera adecuada, la tensión de ruptura de los diodos Zener, es decir, se apaga el *switch* conectado en serie para, así, poder bloquear la tensión del bus DC [313]. Por otro lado, el H8D2 tiene un divisor de tensión que consta de tres condensadores equilibrados y dos diodos de *clamping*, los cuales permiten

obtener la tensión deseada en los terminales de la carga durante el intervalo de aplicación de los vectores nulos [120, 309]. Para ello, los diodos de *clamping* se activan únicamente durante un intervalo corto de tiempo, cargando y descargando la capacidad parásita de los dispositivos semiconductores y asegurando que se mantengan los niveles de tensión de $+V_{DC}/3$ o $-V_{DC}/3$ en v_{CM} (2.3) durante la aplicación de los vectores nulos (figura 3.13(h)) [120].

Como desventajas, el H8 y su alternativa con diodos en serie no permiten controlar el nivel de CMV durante la aplicación de los vectores nulos. Una posible solución consiste en utilizar cualquiera de las otras dos alternativas (H8z o H8D2). Sin embargo, bloquear la tensión del bus DC correspondiente puede ser más fácil con diodos de *clamping* que con diodos Zener. Además, conviene recordar que la incorporación de dispositivos en serie aumenta significativamente las pérdidas de conducción del convertidor y también reduce el MTBF (menos fiabilidad). Por lo tanto, estas topologías deben seleccionarse para aquellas aplicaciones con accionamientos de motor donde la reducción de la CMV sea el objetivo principal, incluso a costa de reducir la eficiencia, lo cual no es el caso de un vehículo eléctrico, ni de cualquier otro sistema de propulsión conectado a baterías.

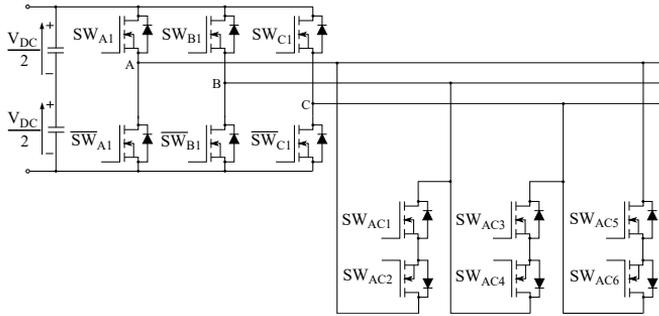
3.4.3 Inversores con desacoplamiento AC

La figura 3.14 muestra las arquitecturas con desacoplamiento AC más comunes, las cuales utilizan un hardware adicional para desacoplar el inversor de la carga cuando el algoritmo de modulación aplica un vector nulo. Como resultado, y al igual que en las topologías con desacoplamiento DC, se eliminan los niveles de CMV producidos durante el tiempo de aplicación de estos vectores. Dentro de esta familia de convertidores se pueden destacar los siguientes:

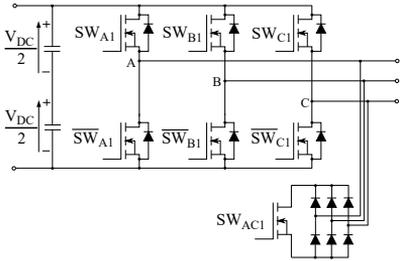
a) Convertidor HERIC.

Ésta es, con diferencia, la arquitectura con desacoplamiento AC monofásica más referenciada en la literatura científica [307, 316, 317]. Su nombre viene dado por ‘*High Efficient and Reliable Inverter Concept*’ (HERIC), siendo un convertidor muy empleado en sistemas fotovoltaicos sin transformador (anexo A). Este convertidor (figura A.2(e)) está formado por un puente completo con una rama de desacoplamiento AC paralela a la carga [318]. En general, este diseño es capaz de producir una CMV constante y, por lo tanto, una corriente de fuga a tierra y EMI muy bajas.

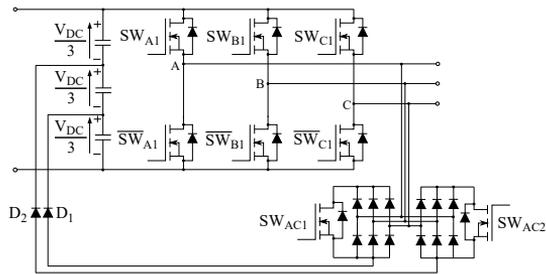
La figura 3.14(a) muestra cual sería la extensión trifásica del HERIC. Sin embargo, en términos de mitigación de la CMV, el HERIC trifásico está lejos de ser un buen candidato para aplicaciones del vehículo eléctrico, dado que se requiere



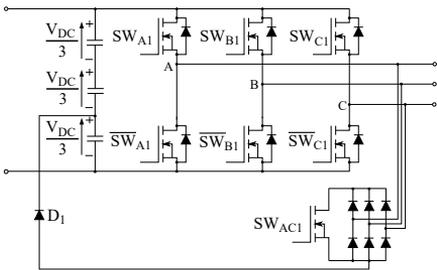
(a) Three-phase HERIC.



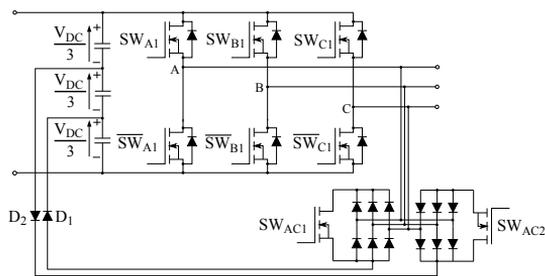
(b) VSIZVR.



(c) VSIZVR-D2.



(d) VSIZVR-D1.



(e) VSIZVR-D2 modificado.

Figura 3.14: Topologías trifásicas de dos niveles con desacoplamiento AC.

una gran cantidad de dispositivos activos adicionales para eliminar eficazmente la CMV. Además, el control del convertidor se vuelve mucho más complejo en comparación con un convertidor trifásico de dos niveles convencional. Por otro lado, para eliminar los niveles más altos de CMV, todos los dispositivos de la parte del inversor deben desconectarse y todos los dispositivos del HW adicional que se añaden para el desacoplamiento AC deben activarse, lo que aumenta significativamente las pérdidas de conmutación.

b) Variantes del convertidor VSIZVR.

A pesar de que se han propuesto muchos convertidores monofásicos sin transformador (como es el caso del HERIC) para reducir la CMV en aplicaciones fotovoltaicas, las arquitecturas de inversores trifásicos con desacoplamiento AC no se han explorado en profundidad. Las figuras 3.14(b)-3.14(c) muestran dos posibles soluciones que se han propuesto en la literatura científica [319, 320], las cuales se han denominado como VSIZVR y VSIZVR-D2 en este trabajo. El origen de ambos inversores proviene del convertidor monofásico (figura A.2(d)) denominado *H-bridge Zero-voltage rectifier* (HBZVR), de ahí que, para su extensión trifásica, se haya utilizado el término *VSI Zero-voltage rectifier* (VSIZVR). Entre sus características más destacadas, el VSIZVR incorpora un circuito rectificador conectado a las fases de salida del convertidor, el cual permite desacoplar la carga durante la aplicación de los vectores nulos [319]. Del mismo modo, el VSIZVR-D2 incorpora dos circuitos rectificadores, pero esta vez conectados al bus DC mediante dos diodos de *clamping* [320].

Debido a que estas dos topologías tienen ciertas limitaciones para la reducción de la CMV y dado que no se han explorado en detalle, en esta tesis se han propuesto inicialmente otras dos alternativas trifásicas adicionales para aplicaciones de tracción eléctrica: el VSIZVR-D1 y el VSIZVR-D2 modificado (figuras 3.14(d) y 3.14(e), respectivamente). Ambos convertidores se han evaluado en una de las publicaciones relacionadas con esta tesis [R1], incluso durante ciclos de conducción de vehículos eléctricos. Entre sus características más destacadas, los dos convertidores incorporan, en función de la topología, un divisor capacitivo en el bus DC, con uno o dos rectificadores de diodos y uno o dos diodos de *clamping* (D_1 y D_2). Hay que destacar que tanto el VSIZVR-D1 como el VSIZVR-D2 impiden que la corriente circule por el diodo antiparalelo de cada dispositivo activo de sus puentes rectificadores. Por lo tanto, y dependiendo del dispositivo elegido¹¹, en la práctica se puede prescindir de este diodo.

¹¹Los MOSFET tienen un *body diode* integrado en el mismo dispositivo que permite que la corriente fluya en la dirección opuesta. Sin embargo, aunque la mayoría de los IGBT incorporan externamente un diodo antiparalelo, se podría seleccionar un IGBT que no lo tuviera.

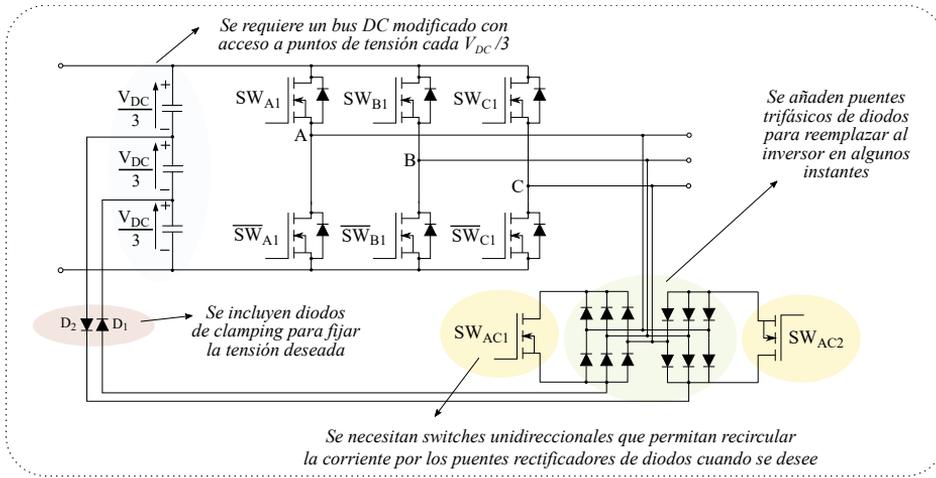


Figura 3.15: Topología de convertidor de potencia ZVR-D2, la cual se propone en esta tesis y se analiza en detalle en los capítulos 5 y 6.

La principal ventaja de estos convertidores es que la CMV se puede reducir sin apenas penalizar la eficiencia del convertidor, ya que, a diferencia de las topologías con desacoplamiento DC, estos convertidores no incorporan dispositivos activos en serie que aumenten las pérdidas de conducción. Además, si es necesario, se puede prescindir de utilizar el hardware adicional y, en este caso, el convertidor funciona exactamente igual que el VSI convencional.

En cuanto a las desventajas de las variantes del VSIZVR, las técnicas PWM de reducción de CMV necesitan, por lo general, más de una conmutación por fase y por T_{sw} , lo que deriva en un aumento de las pérdidas de conmutación en función del dispositivo elegido. Además, debido a la cantidad de dispositivos que incorporan, estas topologías pueden aumentar el tamaño del convertidor en comparación con el VSI convencional. Sin embargo, son inconvenientes que, hoy en día, se pueden minimizar fácilmente, tanto por las tecnologías de materiales semiconductores que empiezan a utilizarse, por ejemplo, con soluciones basadas en carburo de silicio (sección 1.2.2), como por el desarrollo de dispositivos discretos y módulos de potencia de última generación que ya comienzan a verse en el mercado (sección 1.2.2).

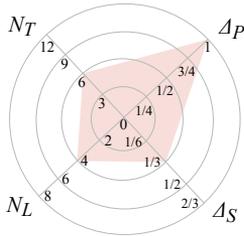
Finalmente, aunque cada una de variantes de este tipo de convertidor tiene sus ventajas y desventajas particulares, hay que destacar que el VSIZVR no reduce tanto la CMV como el resto de topologías de la familia, ya que no incorpora diodos *clamping*. Asimismo, el VSIZVR-D2 no puede controlar el nivel de CMV cuando el *switch* SW_{AC2} está activado, debido, principalmente, a la disposición de sus

dispositivos. Por lo tanto, para lograr un correcto funcionamiento de este convertidor, es necesario emplear el diseño VSIZVR-D2 modificado. De lo contrario, se obtendrían los mismos resultados que en el diseño VSIZVR-D1. Considerando esto último, en esta tesis se propone utilizar este convertidor debido a sus ventajosas características, las cuales serán estudiadas en detalle en los capítulos 5 y 6. Además, y por simplicidad, de aquí en adelante su nomenclatura se ha cambiado de VSIZVR-D2 modificado a simplemente ZVR-D2 (figura 3.15).

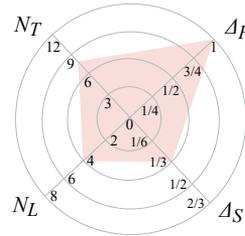
3.4.4 Resumen de los convertidores trifásicos de dos niveles y la CMV

A partir de las topologías revisadas, se puede concluir que, en general, las topologías con desacoplamiento AC son las que tienen más ventajas. De hecho, al no tener dispositivos activos en serie, estas topologías tienen menores pérdidas de conducción. Sin embargo, como desventaja, destaca que tienen que desactivarse todos los dispositivos de la parte del inversor para poder reducir la CMV, lo cual hace que aumenten las pérdidas de conmutación. Por otro lado, la utilización de diodos de *clamping* aporta beneficios en términos de la CMV para cualquier tipo de convertidor con desacoplamiento, ya que éstos permiten controlar el nivel de tensión de la CMV a valores de tensión proporcionales a la tensión del bus DC. Por el contrario, incorporar dispositivos reactivos, como es el caso del ZSI y QZSI, aumenta el volumen y el peso de los convertidores de potencia, reduciendo la densidad de potencia de una forma significativa, lo cual es un requisito indispensable en los sistemas de propulsión de los vehículos eléctricos. Además, el hecho de incorporar estos elementos no mejora por sí solo la CMV, sino que estos últimos convertidores requieren de técnicas de modulación específicas para poder reducir esta tensión.

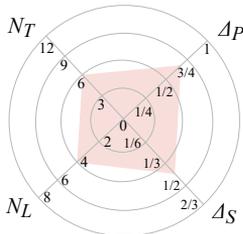
Considerando todas estas cuestiones, la figura 3.16 muestra las figuras de mérito de la CMV para las topologías más destacadas que se han revisado dentro de estas categorías. Como se puede ver en la figura, los peores resultados en términos de CMV corresponden a las topologías VSI, ZSI y QZSI (figuras 3.16(a) y 3.16(b)) ya que, sin una técnica de modulación específica, dichas topologías no pueden reducir esta tensión por sí solas. Por el contrario, las topologías con desacoplamiento resultan muy beneficiosas en términos de reducción de la CMV a pesar de que cada una tiene sus propias características. Entre ellas, las topologías H8D2, H8z y ZVR-D2 son las que tienen los mejores resultados (figuras 3.16(f) y 3.16(h)). En cualquier caso, hay que destacar que, al tratarse de topologías trifásicas de dos niveles, la figura de mérito Δ_S generalmente obtiene valores cercanos a $1/3$. Sin embargo, dicha figura suele cambiar en función del número de fases o niveles del convertidor (secciones 3.2 y 3.3).



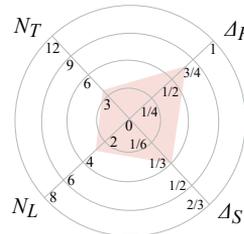
(a) VSI.



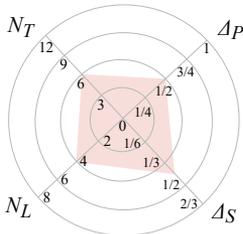
(b) ZSI y QZSI (para $B=1$).



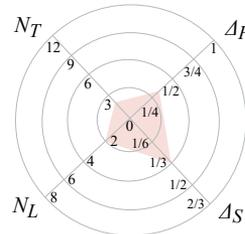
(c) H7.



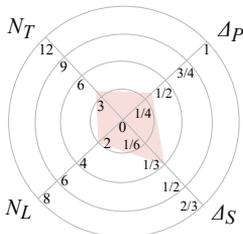
(d) oH7, H7D1 y H7z.



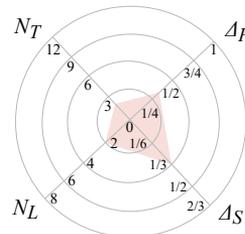
(e) H8.



(f) H8D2 y H8z.



(g) VSIZVR-D1 y VSIZVR-D2.



(h) ZVR-D2.

Figura 3.16: Figuras de mérito de la CMV en las topologías trifásicas de dos niveles.

Tabla 3.10: Resumen de las principales topologías trifásicas de dos niveles para la reducción de la CMV.

		Fuente de impedancia			Desacoplamiento DC			Desacoplamiento AC	
		VSI Fig. 2.3	ZSI ⁽³⁾ Fig. 3.12(a)	QZSI Fig. 3.12(b)	H7z ⁽⁴⁾ — H7D1 Figs. 3.13(c)-3.13(d)	H8 ⁽⁴⁾ Fig. 3.13(e)	H8z ⁽⁴⁾ — H8D2 Figs. 3.13(g)-3.13(h)	VSIZVR-D1 ⁽⁶⁾ Fig. 3.14(d)	ZVR-D2 ⁽⁶⁾ Fig. 3.14(e)
Hardware	• Switches	6	6	6	7	8	8	7	8
	• Diodos	0	1	1	1	0 — 2 ⁽⁵⁾	2	7	14
	• Condens. bus DC	1	1	1	1 — 3	1	1 — 3	3	3
	• Condens. extra	0	2	2	0	0	0	0	0
	• Bobinas	0	2	2	0	0	0	0	0
	• Fuentes de tensión	1	1	1	1	1	1	1	1
Datos relativos a la CMV	• Valor de la CMV según el vector	V_0 V_{impar} V_{par} V_7 $V_{ST}^{(1)}$	$-V_{DC}/2$ $(1-2B)V_{DC}/2$ $(1-2B)V_{DC}/6$ $(2B-1)V_{DC}/6$ $(2B-1)V_{DC}/2$ $(2B-1)V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$ $(2B-3)V_{DC}/6$ $(4B-3)V_{DC}/6$ $(2B-1)V_{DC}/2$ $-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$ $-V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $-V_{DC}/4$ \mathbf{x}	$V_{DC}/4$ $-V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ \mathbf{x}	$-V_{DC}/6$ $-V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ \mathbf{x}	$-V_{DC}/6$ $-V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $-V_{DC}/6$ \mathbf{x}	$-V_{DC}/6$ $-V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ $V_{DC}/6$ \mathbf{x}
	• Figuras de mérito de la CMV	Δ_P Δ_S N_L N_T	1 1/3 4 6	$2B-1$ $(2B-1)/3$ 4 8	$2B-1$ $(2B-1)/3$ 4 8	2/3 1/3 3 4	1/2 5/12 4 6	1/3 1/3 2 2	1/3 1/3 2 2
	• Forma de onda de la CMV con SV-PWM								
	• Clamping incluido	No	No	No	No — Sí	No	No — Sí	Sí	Sí
	• Bus DC modificado	No	No	No	No — Sí	No	No — Sí	Sí	Sí
Cambios requeridos	• Función DC/DC	No	Sí	Sí	No	No	No	No	No
	• Flujo de energía bidireccional	Sí	No	Sí	Sí	Sí	Sí	Sí	Sí
	• PWM especial para reducir CMV	No	Sí	Sí	No	No	No	No	No
• Conmutación simultánea por fase	No	Sí	Sí	No	No	No	No	No	
Rendimiento	• Eficiencia	Rendimiento	≈	≈	↓	↓↓	↓↓	↓↓	↓↓
	• Pérdidas cond.	respecto	≈	≈	↓	↓↓	↓↓	≈	≈
	• Pérdidas commu.	al VSI,	≈	≈	≈	≈	≈	↓↓	↓↓
	• CMV	utilizando:	≈	≈	↑↑	↑	↑↑↑	↑	↑↑↑
	• Densidad potencia	≈, ↓ y ↑ ⁽²⁾	↓↓↓	↓↓↓	≈	≈	≈	↓	↓
• Robustez contra caída de V_{DC}		↑	↓	≈	≈	≈	≈	≈	
Referencias		[299],[303]	[305],[300]	[166],[R1]	[306],[97]	[R1],[203]	[R1]	[R1]	

Notas de la tabla:

- (1) V_{ST} es el vector asociado a los estados ST. \mathbf{x} significa que, para ese caso, la combinación de conmutación no está permitida.
- (2) El rendimiento de cada topología se valora cualitativamente con respecto al VSI mediante \approx , \uparrow y \downarrow (similar, mejor o peor que el VSI, respectivamente). Para todos los casos, el número de flechas indica si el parámetro varía en mayor o menor medida.
- (3) B es el *boost factor* de la red de impedancia del inversor.
- (4) Cuando el valor es distinto para una alternativa u otra, ambas se separan por “—” para diferenciarlas.
- (5) Únicamente en el caso del H8 con diodos en serie.
- (6) Si se opera sin utilizar los elementos adicionales, esta topología tiene la posibilidad de obtener las mismas prestaciones que el VSI.

Por último, para sintetizar en mayor medida la información, la tabla 3.10 resume las características, las ventajas y desventajas, los niveles de CMV generados por las principales topologías revisadas, así como su forma de onda resultante para cada período de conmutación cuando se aplica la técnica SV-PWM. Hay que tener en cuenta que las formas de onda de CMV que se muestran en la tabla podrían reducirse aún más reemplazando la técnica SV-PWM con alguna técnica de reducción de CMV específica [120]. Para ese propósito, el capítulo 4 revisa las técnicas de modulación de reducción de CMV que se pueden aplicar en estos convertidores.

3.5 Conclusiones

Entre los requisitos de los sistemas de propulsión de los vehículos eléctricos destacan, entre otros, la eficiencia, el tamaño, la robustez y la seguridad. En tal contexto, es importante identificar las topologías de conversión de potencia que mejor se adapten a los sistemas de propulsión de nueva generación. Para ello, y en lo que se refiere a la topología del inversor del tren de tracción, el convertidor convencional trifásico de dos niveles VSI se ha convertido en el estándar de la industria de automoción. Sin embargo, esta topología de convertidor presenta, entre otras, características deficientes en términos de la CMV, por ello, en los últimos años se están investigando años otras muchas topologías de inversor. En este sentido, se podría considerar aumentar el número de fases, aumentar el número de niveles de tensión por fase, e incluso incluir elementos adicionales a dicho inversor.

Las tecnologías multifase (más de tres fases) incluyen, frente a sus sistemas trifásicos equivalentes, otra serie de beneficios relevantes que la industria de automoción podría explotar, como el reparto de la potencia (lo cual permite una mayor capacidad de manejar la energía o una reducción de los requisitos de paralelización de los semiconductores), una mayor tolerancia a fallos, alta eficiencia, alta densidad de potencia y menor rizado del par. En este sentido, entre las alternativas existentes, la configuración de cinco fases con conexión en estrella es una buena candidata en términos generales, ya que proporciona una tolerancia a fallos adecuada con una fase menos que la trifásica dual. Además, un convertidor multifase con devanados abiertos duplica el número de dispositivos de potencia frente a uno con conexión en estrella, lo cual hace que el precio de esta alternativa sea superior. En cualquier caso, las características de cada alternativa multifase pueden resultar o no beneficiosas para el tren de tracción de los vehículos eléctricos, motivo por el cual, en este trabajo se ha decidido explorar otras opciones. De hecho, como se ha mencionado previamente, la preferencia de los fabricantes de auto-

moción sigue siendo utilizar convertidores de potencia trifásicos en sus vehículos y, dentro de esta categoría, solo se podrían incluir la configuración trifásica de cuatro ramas con conexión al punto neutro del motor y el convertidor trifásico conectado a una carga con bobinados abiertos. Sin embargo, hasta la fecha, este tipo de conexiones a la máquina eléctrica no son las más habituales en los vehículos eléctricos.

En lo que se refiere a los convertidores multinivel, por lo general, utilizar este tipo de topologías es una práctica común en otro tipo de aplicaciones de tracción de alta potencia, como el transporte ferroviario. De hecho, se puede conseguir una serie de beneficios utilizando este tipo de convertidores, como la mejora de las formas de onda de tensión y corriente sintetizadas, así como las capacidades de manejar altos niveles de potencia. Sin embargo, hoy en día la tecnología multinivel tiene importantes inconvenientes para la industria de automoción. Por ejemplo, deben evitarse las oscilaciones de tensión en las configuraciones con fijación al punto neutro, aumentando la complejidad y la carga computacional de los algoritmos de control. Del mismo modo, el convertidor FC incrementa considerablemente el tamaño del convertidor debido al elevado número de condensadores que necesita, sin olvidar que, en general, para todos los convertidores multinivel, la complejidad y el precio del hardware del sistema también aumentan. Teniendo todo esto en cuenta, se puede afirmar que en un futuro cercano los vehículos eléctricos estarán basados en convertidores de dos niveles. Sin embargo, es probable que, con el aumento de los niveles de tensión de batería a sistemas de “800 V”, se comience a emplear en mayor medida este tipo de convertidores, ya que ello justificaría su utilización.

Aún así, dado que el VSI sigue siendo la opción elegida por los fabricantes de vehículos eléctricos, las alternativas que incluyen elementos hardware adicionales ganan relevancia en este ámbito. Dentro de éstas, las topologías con fuente de impedancia son una solución que se ha propuesto previamente en la literatura científica para su uso en el vehículo eléctrico. Sin embargo, este tipo de convertidores requiere de elementos reactivos, cuyo tamaño resulta, por lo general, excesivo para el sistema de propulsión de los vehículos eléctricos. Además, estos convertidores pueden añadir problemas a la hora de permitir realizar el frenado regenerativo de los vehículos debido a que no todas las soluciones permiten la bidireccionalidad de energía. En este sentido, se considera más interesante utilizar otras alternativas de convertidor, como las topologías con desacoplamiento, que permiten reducir el tamaño del convertidor y tienen otra serie de cualidades. Sin embargo, al igual que con las anteriores, dentro de estas alternativas algunas tienen ciertas desventajas a considerar. Por ejemplo, las topologías con desacoplamiento DC tienen semiconductores adicionales en serie, lo cual incrementa considerablemente las pérdidas de conducción y penaliza la fiabilidad (con

dispositivos en serie es menor el MTBF).

Considerando todo lo anterior, en esta tesis doctoral se propone utilizar las topologías con desacoplamiento AC y, concretamente, se propone el convertidor ZVR-D2. Este convertidor tiene, si se precisa, la ventaja de poder funcionar exactamente igual que el VSI convencional (mismas características en términos de eficiencia, THD, CMV, etc.). Sin embargo, utilizar el hardware adicional que incorpora este convertidor permite conseguir una reducción de la CMV significativa, al mismo tiempo que se mantiene un equilibrio entre el resto de prestaciones. Todos estos aspectos se revisan y se comparan con los de los demás convertidores de potencia en el capítulo 5, pero antes, en el capítulo 4, se analiza en detalle las técnicas de modulación que se pueden emplear para reducir la CMV en los convertidores de potencia vistos en este capítulo.

Capítulo 4

Técnicas de modulación para la reducción de la tensión de modo común

4.1 Introducción

La electrónica de potencia no solo juega un papel crucial como herramienta para el acondicionamiento de la energía, sino también para controlar la velocidad y la generación de par en los motores eléctricos, variando tanto la frecuencia como la amplitud de la tensión de entrada al motor. En el caso de los vehículos eléctricos, éstos incorporan un sistema de propulsión eléctrico de gran potencia que sustituye el motor de combustión tradicional. Este sistema se compone de varios elementos entre los que destacan el pack de baterías, el convertidor de potencia y el motor eléctrico (capítulo 1). El convertidor es el responsable de transformar la energía proveniente del pack de baterías para su uso en el motor de la forma más eficiente posible. Para poder realizar esta función, dicho convertidor requiere de una técnica de modulación apropiada que controle la conmutación de los semiconductores y, en definitiva, el comportamiento del motor. En el caso concreto de un inversor de fuente de tensión (VSI), la modulación es la encargada de sintetizar la tensión de salida que será aplicada al motor. Asimismo, la técnica de modulación determina, entre otras cosas, cómo se aprovecha la tensión del bus DC (rango lineal) en la salida del convertidor, el rizado y la distorsión armónica de la corriente, y las pérdidas de la conmutación de los dispositivos semiconductores.

Entre las técnicas de modulación existentes, las más utilizadas en la actualidad se basan en la modulación por ancho de pulso (PWM, *pulse width modulation*). Este tipo de modulación permite regular la velocidad de giro y el par de los motores eléctricos y, por lo tanto, un gran aprovechamiento de la energía eléctrica. Sin embargo, anteriormente se ha visto (capítulo 2) que cada técnica PWM genera una determinada tensión de modo común (CMV) [120, 151, 152] que puede producir una serie de problemas en los sistemas de propulsión de los vehículos eléctricos, tales como: averías en los rodamientos del motor [105, 148, 182], interferencias electromagnéticas (EMI) [158, 159, 161], el deterioro del aislamiento del bobinado del estátor (figura 2.2), etc. [113, 165, 168]. Por lo tanto, utilizar una técnica de modulación que permita resolver estos problemas es de gran relevancia¹.

Dentro del amplio grupo de las técnicas de modulación PWM, existen diferentes técnicas, las cuales se implementan siguiendo enfoques que, generalmente, persiguen mejorar unas determinadas características del convertidor. Por un lado, se pueden implementar técnicas que se fundamentan en la bien conocida comparación “seno-triángulo”, es decir, modulaciones basadas en portadora (CB, *carrier-based*), o bien se pueden sintetizar modulaciones tomando como punto de partida la representación en el espacio vectorial (SV-PWM), como se ha visto previamente (capítulo 2). Por otro lado, se pueden desarrollar técnicas cuyo objetivo sea la reducción de las pérdidas de conmutación. Estas últimas técnicas se conocen como técnicas discontinuas y su función principal es evitar que una de las fases conmute durante un periodo de conmutación (T_{sw}). Además, existen técnicas de modulación que se han desarrollado con otros objetivos específicos, como la eliminación selectiva de armónicos [322, 323], aumentar la producción de par [324, 325] o la reducción de la CMV [326–329].

Considerando todo lo anterior, merece la pena revisar cuáles son las técnicas de modulación más destacadas, haciendo hincapié, por un lado, en las pérdidas de potencia que generan estas técnicas (tanto en el convertidor como en el motor) y, por otro, en la capacidad que tienen para reducir la CMV. Para ello, este capítulo se ha estructurado como sigue. Primero, se analizan las técnicas de modulación convencionales para cualquier tipo de convertidor de potencia (sección 4.2), haciendo énfasis en el enfoque *space vector* (SV). A continuación, se explica en qué consisten y cómo se implementan las técnicas de modulación discontinuas (sección 4.3), tanto para el convertidor trifásico de dos niveles, como su extensión a convertidores multifase y multinivel. Después, se revisan en profundidad las técnicas propuestas para reducir la CMV (sección 4.4) en convertidores de potencia trifásicos de dos niveles, multifase y multinivel. Además, también se revisan

¹A diferencia de las topologías de convertidor (capítulo 3), las técnicas de modulación no requieren de elementos adicionales, por lo que representan una solución más sencilla, eficaz y económica para reducir la CMV [321].

otras técnicas para reducir la CMV como CCMV-PWM (sección 4.5), la cual se ha propuesto para reducir la CMV junto con la topología de convertidor H8 vista en el capítulo 3. Finalmente, la sección 4.6 detalla las conclusiones más relevantes.

4.2 Técnicas de modulación convencionales

Antes de comenzar con la descripción de las técnicas de modulación, conviene indicar que, a lo largo de toda esta revisión, se utilizan las figuras de mérito de la CMV (Δ_P , Δ_S , N_L , y N_T) definidas en la sección 2.4. Dichas figuras permiten identificar qué forma de onda de CMV es mejor, considerando que el menor valor es el mejor, y tomando como peor caso el resultante de la aplicación de la técnica SV-PWM convencional de un inversor trifásico de dos niveles, donde estos parámetros toman los valores $\Delta_P = 1$, $\Delta_S = 1/3$, $N_L = 4$, y $N_T = 6$. Teniendo esto en cuenta, a continuación se describen varios aspectos de cada técnica de modulación.

4.2.1 Enfoque *carrier-based* (CB) vs. *space vector* (SV)

En general y tal y como se ha adelantado en la introducción del presente capítulo, hay que considerar que las técnicas PWM se pueden sintetizar siguiendo enfoques basados en portadora (CB) o en el espacio vectorial (SV) [330]. Las primeras son simples de implementar. En ellas se pueden utilizar como señales moduladoras tanto formas de onda sinusoidales como no sinusoidales (v_A^* , v_B^* , v_C^* , \dots v_m^*). El diagrama de bloques general de este esquema de modulación se muestra en la figura 4.1, el cual está representado para cualquier número de fases (m) y, al mismo tiempo, teniendo cada fase su propia señal fundamental de referencia (v_i^*). Como se puede observar, es común inyectar señales de secuencia cero (v_{n0}) para hacer conmutar a los dispositivos de una manera determinada. Una de las principales razones de inyectar señales de secuencia cero es poder extender el rango lineal (RL) de una determinada técnica de modulación. Esto se consigue modificando la onda sinusoidal de referencia añadiendo la señal de secuencia cero. Posteriormente, estas señales de referencia se comparan con una señal portadora de alta frecuencia (v_{cr}) que coincide con la frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores de potencia, siendo dichas señales, por lo general, formas de onda de triángulo o diente de sierra [185, 326, 331].

En algunos casos concretos como, por ejemplo, en las técnicas de modulación con desplazamiento de fase, es necesario utilizar varias portadoras (v_{cr1} , v_{cr2} , \dots v_{crm}) [327, 332]. Asimismo, en función del convertidor de potencia empleado, también se pueden utilizar varias de estas portadoras. Un ejemplo son los convertidores multinivel, donde, tradicionalmente, se han propuesto técnicas

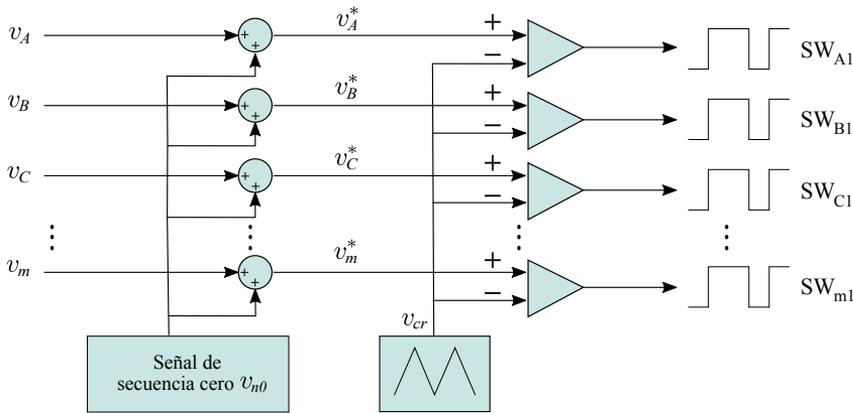


Figura 4.1: Diagrama de bloques de la modulación PWM basada en portadora.

PWM *multicarrier*. Entre sus variantes destacan las técnicas *Phase-shifted PWM* (PS-PWM) y *Level-shifted PWM* (LS-PWM), teniendo esta última sus propias variantes, denominadas *Phase-disposition PWM* (PD-PWM), *Alternative phase opposite disposition PWM* (APOD-PWM) y *Phase opposite disposition PWM* (POD-PWM) [63, 333–335]². En el caso particular de estas modulaciones y considerando n como el número de niveles, se comparan $n - 1$ portadoras con la señal moduladora de referencia. A modo de ejemplo, en la figura 4.2 se muestran las técnicas LS-PWM y PS-PWM. Aunque, cada una de ellas tiene sus particularidades, el principio de funcionamiento es igual que en cualquier técnica basada en CB. Sin embargo, como el objetivo de esta tesis no se ha centrado particularmente en la modulación, sino más bien en la búsqueda de una solución eficaz contra la reducción de la CMV, las técnicas CB no entran dentro del objetivo de este capítulo.

Otra alternativa, también muy extendida en la actualidad, es utilizar las técnicas basadas en SV, las cuales tienen una mayor carga computacional, motivo por el cual su utilización comenzó a extenderse junto con la introducción de los dispositivos de procesamiento de señales digitales (DSPs) [157]. La implementación digital de SV-PWM se basa, en primer lugar, en la determinación de la posición del vector de tensión de referencia (\mathbf{V}_{ref}). Para ello, es necesario calcular correctamente los tiempos de aplicación de cada vector de tensión, elegir la secuencia

²No todas las técnicas se pueden utilizar de la misma manera en todos los convertidores. Por ejemplo, la técnica PD-PWM se ha utilizado ampliamente en convertidores multinivel NPC y T-Type. Sin embargo, no es conveniente utilizar esta técnica en otros convertidores como el CHB, FC o MMC [63]. Por otro lado, la técnica PS-PWM es más adecuada para convertidores como el CHB, el FC y el MMC, sin embargo, no lo es para otros como el NPC o el T-type [63].

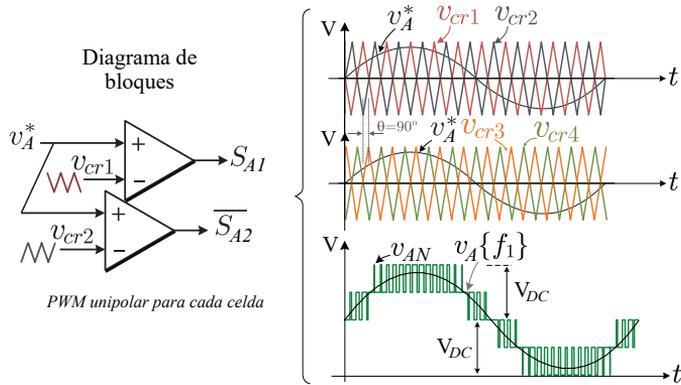
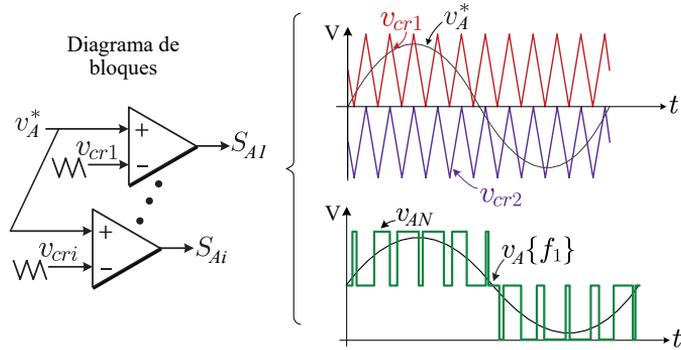


Figura 4.2: Ejemplos de algunas de las técnicas de modulación basadas en portadora más utilizadas en los convertidores multinivel.

correcta de estos vectores y, después, traducir dichos tiempos en referencias para los comparadores digitales que, finalmente, generarán las señales de control de los semiconductores de potencia del inversor. Este proceso da lugar a un algoritmo relativamente complejo que debe ser ejecutado cada periodo de conmutación del inversor, lo cual implica la utilización de procesadores digitales de señal de altas prestaciones. Si bien es cierto que esto puede parecer una desventaja, en la actualidad no lo es tanto, ya que existe un gran número de alternativas de estos sistemas de procesamiento digitales que se pueden utilizar para ejecutar estos algoritmos de modulación. Por todo ello, varias de las modulaciones basadas en SV se han convertido en las técnicas más populares en la actualidad [114, 120, 122, 152, 238].

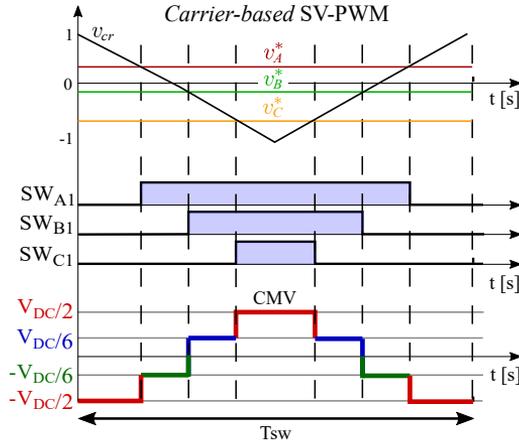


Figura 4.3: CMV generada mediante la modulación equivalente a SV-PWM basada en portadora (inyección de la señal de secuencia cero min-max).

En la modulación basada en SV de un inversor trifásico de dos niveles, cada uno de los ocho posibles estados de conmutación del inversor se define mediante una terna de variables lógicas (tabla 3.1) que corresponden con las señales de control de los dispositivos superiores de las tres ramas del inversor. Estas señales podrán mantenerse encendidas (ON) o apagadas (OFF) y, análogamente, los dispositivos inferiores serán complementarios a los superiores. La modulación convencional SV-PWM se ha explicado en detalle en el capítulo 2, adoptándose la nomenclatura V_0 - V_7 para designar a los vectores de tensión. Gracias a ello, se puede relacionar fácilmente qué nivel de CMV produce cada uno de los vectores (sección 2.2.2).

En lo referente a la CMV, debido a que cualquier técnica de modulación basada en SV también se puede implementar siguiendo el enfoque CB³, la forma de onda de la CMV que se produce por un esquema de modulación dado no depende de si se diseñó originalmente como CB o SV. De hecho, la figura 4.3 muestra la técnica de modulación equivalente a la SV-PWM convencional, la cual se consigue inyectando la señal de secuencia cero min-max [337]. Se puede ver cómo la forma de onda de la CMV resultante de esta técnica CB es la misma que aparece en la figura 2.7, correspondiente a la técnica de SV-PWM. Del mismo modo, el razonamiento anterior también se puede aplicar a otras modulaciones conocidas que originalmente hayan sido concebidas como CB, como la técnica PWM con inyección del tercer armónico (THI-PWM, *Third-harmonic-injection PWM*) [338, 339].

³En [331] se revisa en profundidad la relación entre las técnicas CB y SV.

Considerando esto último, y como se ha anticipado en los capítulos anteriores, resulta más interesante analizar la modulación desde el enfoque SV. De hecho, cuando el objetivo es modificar un patrón de PWM dado para reducir su salida de CMV, el espacio vectorial proporciona un mayor nivel de abstracción, lo que facilita la relación de las figuras de mérito de la CMV con los vectores de tensión aplicados en cada técnica de modulación. Por ejemplo, se puede evitar fácilmente utilizar los vectores nulos, que son los que causan los mayores niveles de CMV [321, 340]. Por lo tanto, este capítulo se centra esencialmente en técnicas basadas en SV y, dado que la técnica SV-PWM para convertidores trifásicos de dos niveles se ha introducido en el capítulo 2, a continuación se va a generalizar el enfoque SV para convertidores multifase y multinivel.

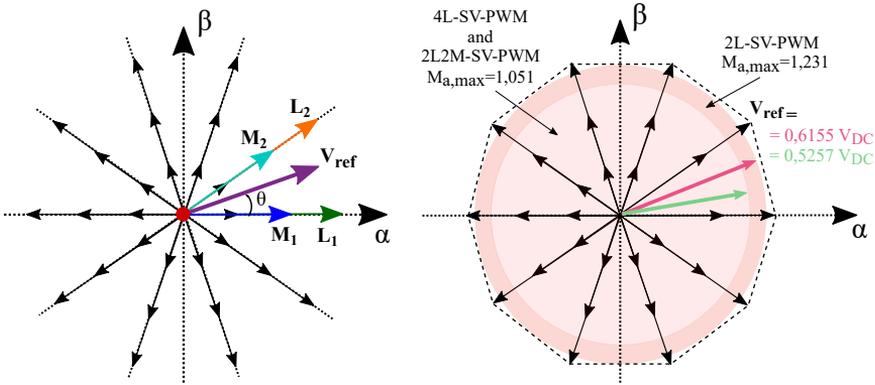
4.2.2 Extensión de SV a inversores de cinco fases

Existen distintas topologías de convertidores multifase (capítulo 3) y la CMV se origina de manera distinta en todas ellas. En este sentido, basándose en lo descrito en el capítulo 3, en esta sección se han escogido los convertidores de m fases que alimentan una carga conectada en estrella para analizar la influencia de las distintas técnicas de modulación en la CMV. Dichos convertidores presentan un buen equilibrio entre la complejidad del control y el potencial de reducir la CMV. Además, entre sus variantes, la literatura científica muestra que, en términos de la modulación y para mitigar la CMV, la alternativa que más se ha investigado es el convertidor de cinco fases [114, 215, 341, 342].

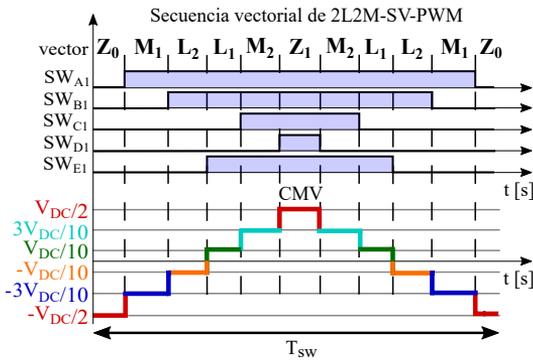
Al seleccionar una transformación de Clarke conveniente, las corrientes y las tensiones de salida de un inversor de m fases con una carga conectada en estrella se pueden representar en $(m-1)/2$ planos ortogonales bidimensionales y con una única componente homopolar [215]. Como esta componente homopolar puede despreciarse cuando la máquina tiene un devanado conectado en estrella con un punto neutro aislado [43], se obtiene una representación de $m-1$ dimensiones. Esta transformación de Clarke se ha definido previamente en (3.1) para un sistema de cinco fases. La proyección de los 32 estados de conmutación permitidos del convertidor conduce a la siguiente distribución vectorial en los resultantes planos $\alpha\beta$ (componente fundamental) y xy (armónicos triples):

- 30 vectores activos, que se pueden clasificar en grandes ($\mathbf{L}_1 - \mathbf{L}_{10}$), medianos ($\mathbf{M}_1 - \mathbf{M}_{10}$) y pequeños ($\mathbf{S}_1 - \mathbf{S}_{10}$), según su magnitud (figura. 3.3).
- Dos vectores nulos, \mathbf{Z}_0 y \mathbf{Z}_1 (figura 3.3).

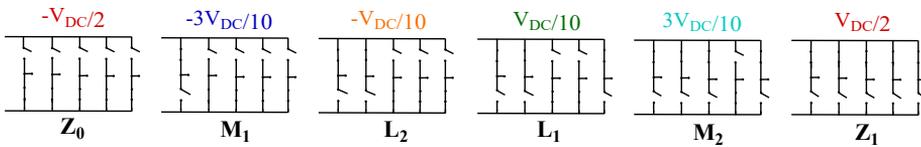
Una extensión simple de la modulación SV trifásica de dos niveles, aquí denominada 2L-SV-PWM, consiste en utilizar los dos vectores activos grandes (adyacentes a \mathbf{V}_{ref}) y los dos vectores nulos disponibles para sintetizar \mathbf{V}_{ref} . Aunque



(a) Síntesis de V_{ref} en el sector 1. (b) Rango lineal de SV-PWM en cinco fases.



(c) Secuencia vectorial y forma de onda de la CMV generada en el sector 1.



(d) Ejemplos de estados de conmutación y sus correspondientes valores de CMV.

Figura 4.4: Representación vectorial de la técnica 2L2M-SV-PWM para inversores de cinco fases.

es simple, este enfoque genera significativos armónicos de tensión de salida de bajo orden ya que el vector de tensión resultante es distinto de cero en el plano xy [343, 344]. Estos armónicos de bajo orden pueden eliminarse utilizando los grados de libertad adicionales del sistema multifase. De hecho, utilizando cuatro vectores activos y determinando convenientemente sus tiempos de aplicación, la proyección del vector de tensión en el plano xy es cero en promedio [345, 346]⁴. En este sentido, las dos variantes de SV-PWM más empleadas son [343, 346]:

- (i) La técnica 4L-SV-PWM, que utiliza los cuatro vectores grandes adyacentes a \mathbf{V}_{ref} y los dos vectores nulos.
- (ii) La técnica 2L2M-SV-PWM, donde se utilizan dos vectores medianos y dos grandes además de ambos vectores nulos. En esta alternativa, para eliminar el contenido del tercer armónico, se aplican vectores grandes durante un 61,8% de cada tiempo de aplicación de un vector activo, mientras que los vectores medianos se aplican un 38,2% del tiempo [343]. Como ejemplo ilustrativo, la figura 4.4(a) muestra los vectores aplicados para 2L2M-SV-PWM cuando \mathbf{V}_{ref} se encuentra en el primer sector.

En lo referente al RL de estas técnicas, si únicamente se utilizan dos vectores grandes (técnica 2L-SV-PWM), la magnitud máxima de \mathbf{V}_{ref} es de $0,6155V_{DC}$, y $M_a \in [0, 1, 231]$ (figura 4.4(b)). Por el contrario, las técnicas 2L2M-SV-PWM y 4L-SV-PWM tienen un RL más reducido, siendo la magnitud máxima de \mathbf{V}_{ref} igual a $0,5257V_{DC}$. En consecuencia, en ambos casos $M_a \in [0, 1, 051]$ (figura 4.4(b)) [330, 346].

Finalmente, y considerando (3.2), la figura 4.4(c) muestra la forma de onda de la CMV producida por 2L2M-SV-PWM cuando \mathbf{V}_{ref} se encuentra en el sector 1 (los estados de conmutación correspondientes se muestran en la figura 4.4(d), y los niveles de CMV se resumen en la tabla 3.2). Esto representa el peor escenario para un sistema de cinco fases, ya que la forma de onda de la CMV contiene todos los niveles posibles de CMV. Esto da como resultado $\Delta_P = 1$, $\Delta_S = 1/5$, $N_L = 6$ y $N_T = 10$.

4.2.3 Extensión de SV a inversores de tres niveles

Las técnicas de modulación para los convertidores multinivel tienen algunas diferencias con respecto a los de dos niveles. Además, al igual que ocurre con los convertidores multifase, existen distintas alternativas de convertidores multinivel

⁴Cuando los devanados de la carga siguen una distribución sinusoidal se prefiere una corriente de salida sinusoidal. Si los devanados siguen una distribución concentrada, el tercer armónico puede ser útil para mejorar la producción de par. En tal caso, es interesante emplear una secuencia de vector apropiada y no cancelar el plano xy [344].

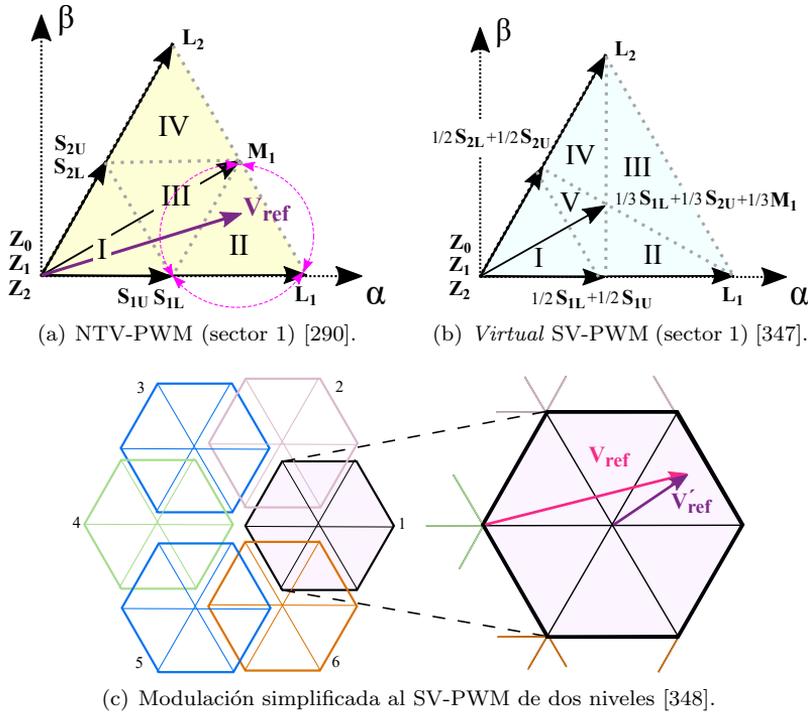


Figura 4.5: Ejemplos de algunas de las técnicas de modulación basadas en SV que más se utilizan en los convertidores multinivel.

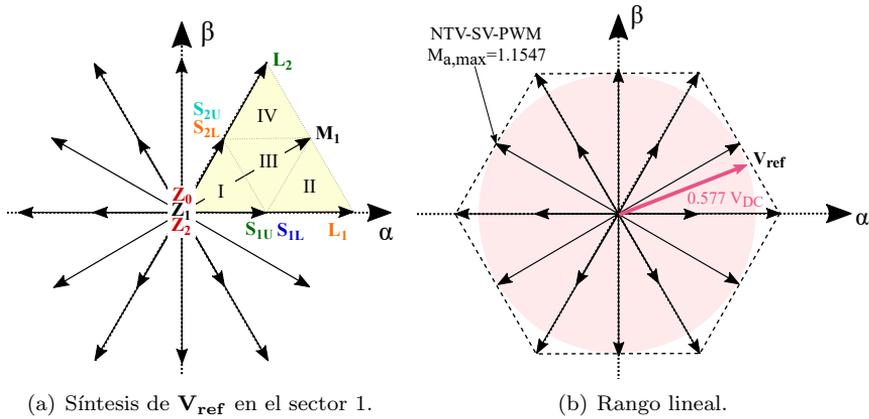
(capítulo 3) y todas las técnicas de modulación no son válidas para cada una de las variantes de convertidor. Existen algunas técnicas de modulación que se han propuesto para resolver particularidades de un convertidor específico. Por ejemplo, en el caso del NPC se han propuesto varias técnicas de modulación para resolver el problema del equilibrado de los condensadores del bus DC [290, 291, 293].

En la sección 3.3.7 se ha representado previamente el espacio vectorial de los convertidores multinivel cuando el número de niveles es tres, mostrándose en la figura 3.11(a) que el espacio vectorial se divide en seis sectores, como ocurría en los convertidores convencionales. Sin embargo, a diferencia de éstos, cada sector se divide en cuatro triángulos, clasificados del I al IV (figura 4.5(a)). Esto conduce a varias técnicas alternativas para formar \mathbf{V}_{ref} , siendo la técnica *Nearest three-vector PWM* (NTV-PWM) la más común. Esta modulación utiliza los tres vectores más cercanos (nodos del triángulo que contienen el vector) para sintetizar \mathbf{V}_{ref} (figura 4.5(a)). En este caso particular, dado que los vectores pequeños y

nulos se pueden generar a partir de diferentes estados de conmutación, se pueden aplicar diferentes secuencias de vectores para sintetizar \mathbf{V}_{ref} [289, 290, 349]. Por ejemplo, Virtual SV-PWM (VSV-PWM) es una técnica más compleja y particular para los convertidores NPC que permite controlar la tensión en NP para todo el RL [289, 347]. Para ello, se define un conjunto de nuevos vectores virtuales como una combinación lineal de los vectores anteriores (figura 4.5(b)). Otra alternativa para varios convertidores multinivel es utilizar un SV-PWM trifásico convencional de dos niveles que se realiza recalculando \mathbf{V}_{ref} y dividiendo el espacio vectorial en hexágonos más pequeños [348] (figura 4.5(c)). Además, aunque el enfoque SV se desarrolla, generalmente, en el plano $\alpha\beta$, también se han propuesto extensiones de SV tridimensionales para los convertidores multinivel [350], donde, algunos convertidores trifásicos de cuatro ramas añaden, además de los ejes α y β , el eje γ para compensar armónicos y controlar la señal de secuencia cero.

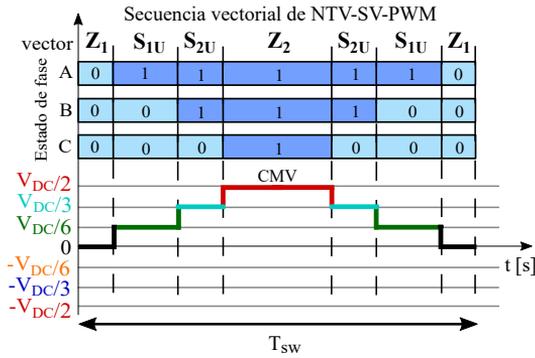
En cualquier caso, al comparar el enfoque SV de un convertidor multinivel con un convertidor de dos niveles, existen ciertas similitudes. Por un lado, los seis vectores grandes equivalen a los vectores activos del convertidor de dos niveles [290]. Por lo tanto, el vector de referencia máximo que se puede generar es el mismo ($V_{Dc}/\sqrt{3}$) y $M_a \in [0, 2/\sqrt{3}]$. Por otro lado, utilizar únicamente seis vectores grandes no es la mejor solución en términos de pérdidas de conmutación, calidad de las tensiones de salida (THD) y EMI [290]. Es mejor utilizar los vectores más cercanos a \mathbf{V}_{ref} , sean nulos, pequeños, medianos o grandes. En este sentido, la figura 4.6(a) muestra los vectores que se utilizan para sintetizar \mathbf{V}_{ref} en el sector 1. Concretamente, la figura 4.6(b) muestra el RL, y las figuras 4.6(c)-4.6(d) muestran el estado de conmutación de cada fase y la CMV producida por el convertidor en los triángulos I y II.

Hay que considerar que, a diferencia de las modulaciones del convertidor trifásico de dos niveles tradicional, se pueden aplicar diferentes secuencias de vectores dentro del mismo sector para cada T_{sw} (una para cada triángulo). Por lo tanto, la forma de onda de la CMV también puede cambiar con cada vector utilizado. Aun así, en este caso, las figuras de mérito de la CMV se mejoran respecto al VSI convencional a $\Delta_P = 1/2$, $\Delta_S = 1/6$, $N_L = 4$ y $N_T = 6$. Sin embargo, a pesar de que la CMV es mejor que la del VSI de dos niveles, se pueden lograr mejoras adicionales con otras técnicas de modulación. Por ello, a continuación se revisan otras técnicas de modulación que permiten reducir la CMV.

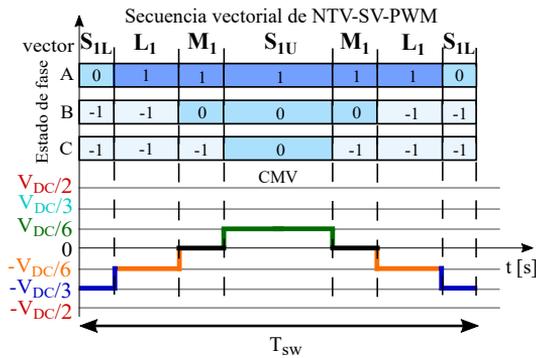


(a) Síntesis de V_{ref} en el sector 1.

(b) Rango lineal.



(c) Triángulo I: Secuencia vectorial y CMV.



(d) Triángulo II: Secuencia vectorial y CMV.

Figura 4.6: Representación vectorial de la técnica NTV-SV-PWM para inversores de tres niveles.

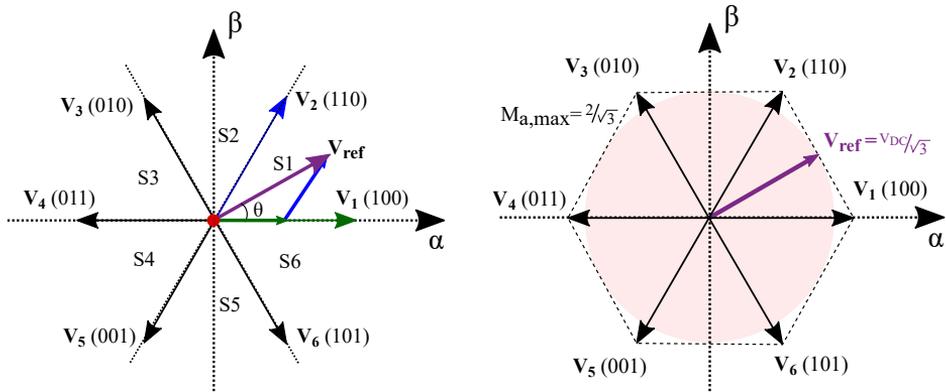
4.3 Técnicas de modulación discontinuas

Un conjunto de técnicas que, además de reducir las pérdidas de conmutación también reducen la CMV, son las técnicas de modulación discontinuas. Entre ellas, algunas de las más conocidas para inversores trifásicos de dos niveles son D-PWMMIN [338], D-PWMMAX [339], D-PWM0 [339], D-PWM1 [351], D-PWM2 [351] y D-PWM3 [339]. El objetivo de estas técnicas es minimizar el número de conmutaciones, reduciendo, de esa forma, tanto las pérdidas de conmutación como la CMV (menor N_T). En general, es habitual ver las técnicas de modulación discontinuas implementadas en el enfoque CB pero, como se ha mencionado previamente, cualquiera de éstas se puede desarrollar siguiendo el enfoque SV. En este sentido, a continuación se explican algunas técnicas discontinuas basadas en SV, tanto para convertidores trifásicos de dos niveles, como multifase y multinivel.

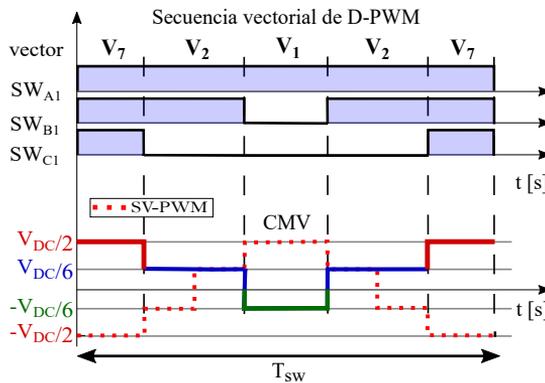
4.3.1 Modulación para el inversor trifásico de dos niveles

Dos de las técnicas discontinuas basadas en el enfoque SV que más se trabajan en la literatura científica son la PWM discontinua (D-PWM) y la discontinua modificada (MD-PWM) [149, 306, 311]. La primera es la implementación en SV de D-PWM2 [351] desarrollada en CB. Por el contrario, la MD-PWM es modificada para evitar utilizar uno de los vectores nulos. A diferencia de la técnica SV-PWM convencional, estas dos modulaciones únicamente utilizan, además de los dos vectores activos adyacentes a cada sector, un único vector nulo por período de modulación (figura 4.7(a)). De este modo, éstas tienen la ventaja de mantener el mismo RL que SV-PWM, evitando que una de las fases conmute y, por lo tanto, reduciendo las pérdidas de potencia. La figura 4.7(b) muestra el vector de referencia más grande ($|\mathbf{V}_{ref}|_{max} = V_{DC}/\sqrt{3}$) que pueden sintetizar estas técnicas de modulación, lo que da como resultado el RL de SV-PWM con $M_a \in [0, 2/\sqrt{3}]$.

En lo que se refiere a la CMV, N_T disminuye respecto a SV-PWM debido a la reducción del número de conmutaciones por fase (figura 4.7(c)). Además, aunque Δ_P es el mismo para las técnicas D-PWM y MD-PWM, los niveles de la CMV pueden variar entre $-V_{DC}/6$ y $+V_{DC}/2$, o entre $-V_{DC}/2$ y $+V_{DC}/6$, en función de la secuencia de vectores. La figura 4.7(c) muestra el último caso, donde existen menos transiciones entre vectores debido a que no se utiliza el vector \mathbf{V}_0 . La diferencia entre D-PWM y MD-PWM radica en que, en la primera, se utilizan diferentes vectores nulos para cada sector (\mathbf{V}_0 o \mathbf{V}_7) y, por lo tanto, habrá diferentes formas de onda de la CMV (tabla 4.1). Como consecuencia, MD-PWM tiene un menor número de niveles por cada periodo de modulación (N_L menor), ya que siempre utiliza el mismo vector nulo. Sin embargo, esto hace que MD-PWM



(a) Síntesis de V_{ref} en el sector 1 con dos vectores activos y un único vector nulo. (b) Rango lineal y vector de tensión máximo alcanzable en la salida del inversor.



(c) Secuencia vectorial en el sector 1 y su correspondiente forma de onda de la CMV.

Figura 4.7: Representación vectorial de las técnicas D-PWM y MD-PWM para inversores trifásicos de dos niveles.

también aumente las pérdidas de conmutación en comparación con D-PWM.

4.3.2 Modulación para el inversor de cinco fases con carga en estrella

Las variantes discontinuas D-PWM-MAX, D-PWM-MIN, D-PWM0, D-PWM1, D-PWM2 y D-PWM3 para convertidores trifásicos se han adaptado para inverso-

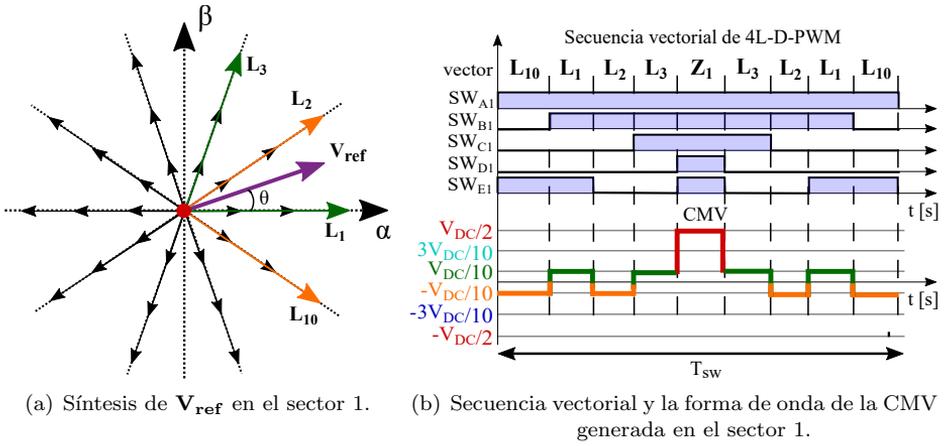


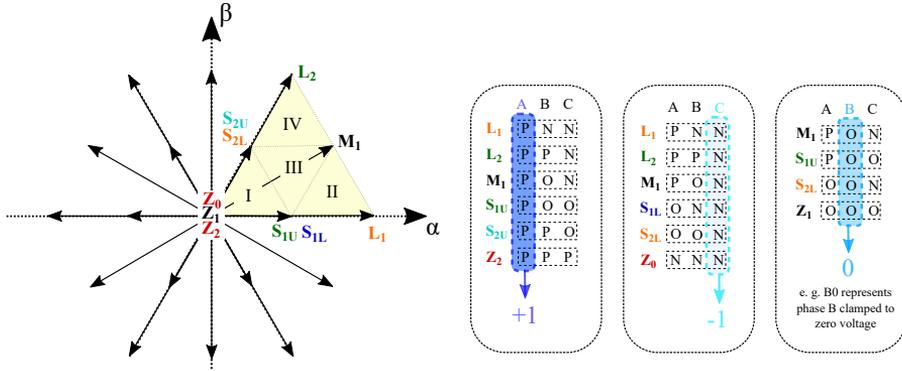
Figura 4.8: Representación vectorial de la técnica 4L-D-PWM para inversores de cinco fases.

res de cinco fases [57, 114]. En [114] se compara sus prestaciones con las técnicas 2L-SV-PWM, 2L2M-SV-PWM y 4L-SV-PWM explicadas anteriormente.

La figura 4.8(a) muestra, a modo de ejemplo, el espacio vectorial y la forma de onda de la CMV que se obtiene al utilizar una de las técnicas implementadas en [114], la cual se denomina como 4L-D-PWM, y sintetiza \mathbf{V}_{ref} mediante el uso de cuatro vectores activos grandes. En este caso particular, el RL sigue siendo el mismo que para 4L-SV-PWM, ya que \mathbf{V}_{ref} se sintetiza con los mismos vectores activos. Por lo tanto, la magnitud máxima de \mathbf{V}_{ref} es de $0,5257V_{DC}$ y $M_a \in [0, 1,051]$ (figura 4.4(b)). Sin embargo, a diferencia de la técnica 4L-SV-PWM, las figuras de mérito de la CMV se reducen a $\Delta_P = 3/5$, $N_L = 3$ and $N_T = 8$ (figura 4.8(b)), y en lo que se refiere a Δ_S , aparecen los valores $1/5$ y $2/5$.

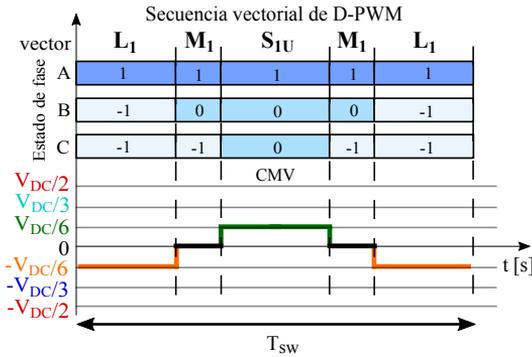
4.3.3 Modulación para el inversor de tres niveles

Las técnicas de modulación discontinuas para convertidores multinivel se analizan en detalle en [352, 353]. La figura 4.9(a) muestra el espacio vectorial de los inversores multinivel en el primer sector. Asimismo, la figura 4.9(b) muestra la clasificación de los vectores en el primer sector para que una de las fases permanezca fija a cierto nivel de tensión. Del mismo modo, las figuras 4.9(c) y 4.9(d) muestran dos posibles secuencias de vectores en el segundo triángulo. En estos ejemplos, las figuras de mérito de la CMV son $\Delta_P = 1/3$, $\Delta_S = 1/6$, $N_L = 3$ y $N_T = 4$. Además, el RL de ambas técnicas es el mismo que el de SV-PWM ya

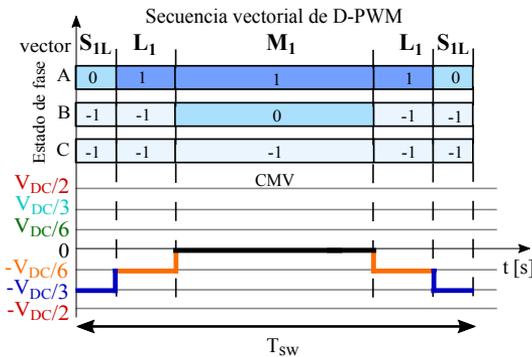


(a) Síntesis de V_{ref} en el sector 1.

(b) Clasificación de los vectores en el sector 1 por cada nivel de tensión de fase.



(c) Ejemplo de secuencia vectorial con la fase A fija a $V_{DC}/2$ (estado 1) y la CMV asociada.



(d) Ejemplo de secuencia vectorial con la fase C fija a $-V_{DC}/2$ (estado -1) y la CMV asociada.

Figura 4.9: Representación vectorial de la técnica D-PWM para inversores de tres niveles.

que se utilizan los mismos vectores para generar \mathbf{V}_{ref} . En cualquier caso, como ocurre con el resto de convertidores vistos previamente, las técnicas discontinuas únicamente tienen el objetivo de reducir el número de conmutaciones por período de conmutación (T_{sw}). Por lo tanto, a continuación se revisan aquellas técnicas PWM cuyo objetivo es, directamente, la reducción de la CMV.

4.4 Técnicas de modulación de CMV reducido (RCMV-PWM)

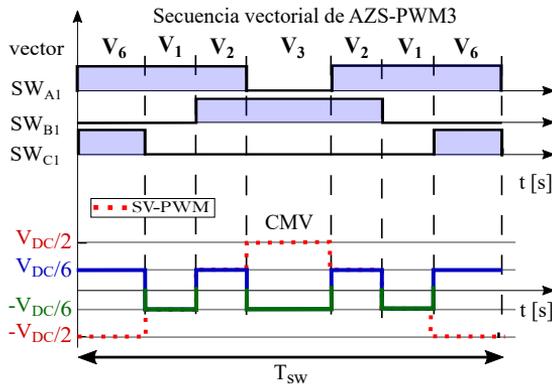
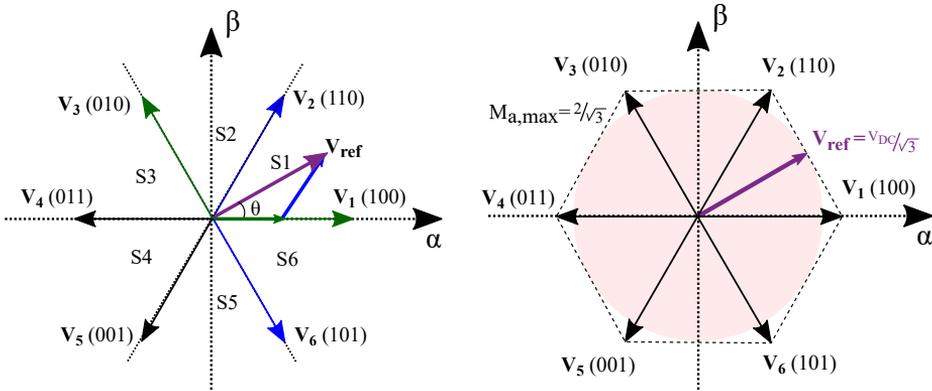
En el caso de las técnicas discontinuas, se ha demostrado que evitar la aplicación de uno de los vectores nulos no solo reduce las pérdidas de conmutación, sino que también permite evitar uno de los niveles de CMV. Además, debido a que los vectores nulos son los responsables de la aparición de los niveles más altos de CMV ($\pm V_{DC}/2$), evitarlos es fundamental para una reducción eficaz de esta tensión. En este sentido, la comunidad científica ha propuesto otra serie de técnicas de modulación denominadas *Reduced common-mode voltage* PWM (RCMV-PWM) que tienen como objetivo evitar la aplicación de vectores nulos. Dentro de este grupo se pueden distinguir las modulaciones *Active zero-state* (AZ-PWM), *Near-state* (NS-PWM) y *Remote-state* (RS-PWM), las cuales se explican a continuación.

4.4.1 *Active zero-state PWM* (AZS-PWM)

Manteniendo la aplicación de los mismos vectores activos que la técnica SV-PWM, la técnica AZS-PWM evita utilizar los vectores nulos (estados de conmutación que generan los mayores valores de la CMV), reemplazándolos por algunos vectores activos opuestos (cada uno de ellos aplicado durante la mitad del tiempo de un vector nulo ($t_0/2$)) [340].

4.4.1.1 Modulación para el inversor trifásico de dos niveles

En el contexto de los inversores trifásicos, la figura 4.10(a) muestra, a modo de ejemplo, cómo se sintetiza \mathbf{V}_{ref} cuando se encuentra en el sector 1. En este caso, se utilizan los vectores \mathbf{V}_3 y \mathbf{V}_6 de fase opuesta durante un tiempo t_0 para completar el tiempo T_{sw} . Sin embargo, no existe una única solución, ya que se dispone de distintos grados de libertad para escoger los vectores activos que sustituyan a los vectores nulos (figura. 4.11). Por ejemplo, las variantes AZS-PWM1 y AZS-PWM2 reutilizan uno de los vectores activos utilizados para sintetizar \mathbf{V}_{ref} (figuras 4.11(a)-4.11(b)), mientras que la variante AZS-PWM3 emplea dos vectores activos adicionales (figuras 4.11(c)). Al conmutar entre vectores no consecutivos,



(c) Secuencia vectorial en el sector 1 y su correspondiente forma de onda de la CMV generada.

Figura 4.10: Representación vectorial de la técnica AZS-PWM para inversores trifásicos de dos niveles.

dos de los dispositivos deben cambiar su estado, como ocurre en AZS-PWM1 y AZS-PWM2. Sin embargo, a pesar de ello, las tres alternativas tienen el mismo número de conmutaciones durante cada período, debido a que tanto AZS-PWM1 como AZS-PWM2 requieren dos transiciones de vector menos que AZS-PWM3 para completar la secuencia que da lugar a \mathbf{V}_{ref} .

Dado que cualquiera de las variantes AZS-PWM utiliza todos los vectores activos disponibles, el RL de esta modulación es el mismo que en SV-PWM (véase

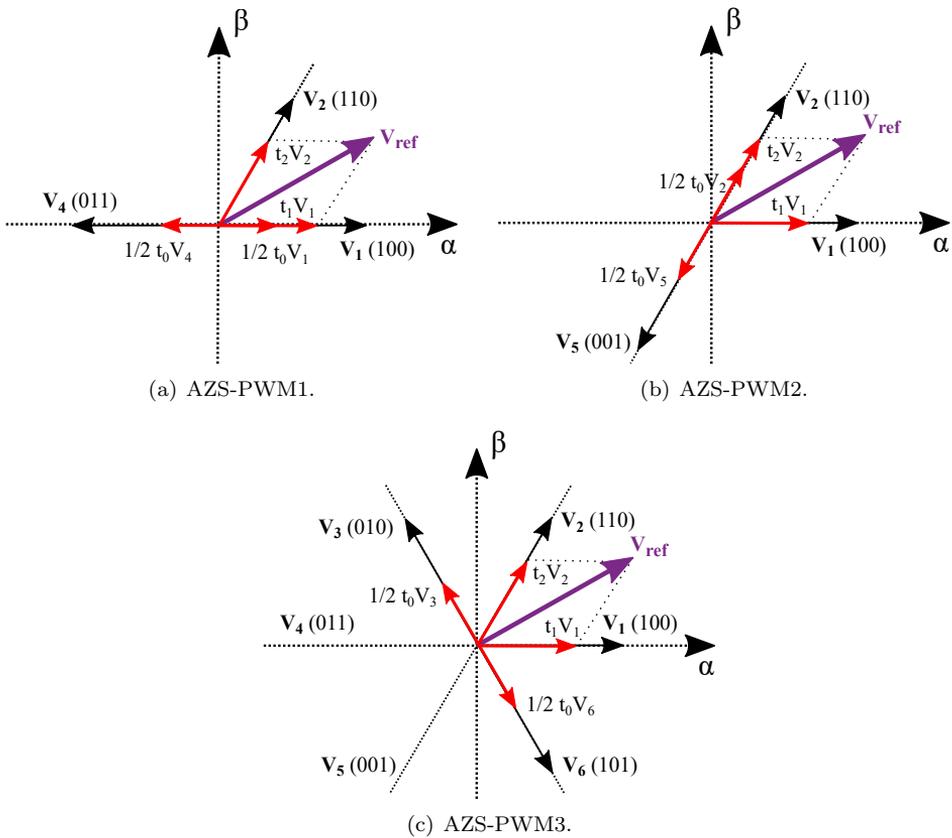


Figura 4.11: Variantes de la técnica AZS-PWM en función de las combinaciones de vectores activos que pueden reemplazar a los vectores nulos.

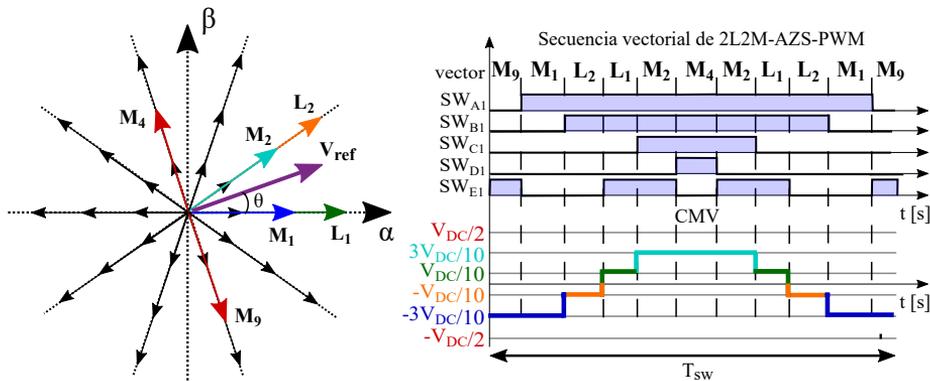
figura 4.10(b) frente a la figura 2.6(b)). Ello proporciona a esta modulación una ventaja significativa sobre los otras técnicas RCMV-PWM [149, 151, 311].

Por último, en lo que se refiere a la CMV, las figuras de mérito, que se mantienen fijas en esta modulación, son $\Delta_P = 1/3$ y $N_L = 2$, ya que la CMV se reduce a valores entre $-V_{DC}/6$ y $+V_{DC}/6$ (figura 4.10(c)). Sin embargo, el valor de N_T varía de una variante AZS-PWM a otra, siendo en AZS-PWM3 igual que para el caso de SV-PWM. Como contrapartida, además del aumento de las conmutaciones, la implementación de cualquier técnica AZS-PWM incrementa el rizado de la tensión en el condensador del bus DC y la distorsión armónica total de la corriente de salida (THD_i) [354].

4.4.1.2 Modulación para el inversor de cinco fases

La técnica AZS-PWM trifásica también puede extenderse para sistemas de cinco fases. En este caso, al igual que la técnica SV-PWM, AZS-PWM se puede implementar de distintas formas, dependiendo de la selección particular de los vectores activos disponibles:

- La variante 2L2M-AZS-PWM utiliza dos vectores medianos y dos grandes para sintetizar \mathbf{V}_{ref} . Además, utiliza dos vectores activos, con el mismo módulo y fase opuesta para evitar la aplicación de los vectores nulos (figura 4.12(a)) [215]. Como resultado, el módulo de \mathbf{V}_{ref} máximo es $0,5257V_{DC}$, donde $M_a \in [0, 1,051]$ (igual que en 2L2M-SV-PWM, figura 4.4(b)). En cuanto a la CMV, la técnica 2L2M-AZS-PWM obtiene mejores figuras de mérito que la técnica 2L2M-SV-PWM, es decir, al evitar los vectores nulos se obtiene que $\Delta_P = 3/5$, $\Delta_S = 1/5$, $N_L = 4$ y $N_T = 6$ (figura 4.12(b)).
- La variante 4L-AZS-PWM también se ha desarrollado en [215]. Esta variante únicamente utiliza vectores grandes para sintetizar \mathbf{V}_{ref} (figura 4.13(a)). Por tanto, el RL de esta modulación es el mismo que el anterior (figura 4.4(b)). Además, podrían utilizarse vectores pequeños para llenar el tiempo de aplicación de los vectores nulos, ya que producen los mismos niveles de CMV (tabla 3.2). Sin embargo, se recomienda utilizar vectores grandes debido a que éstos producen armónicos más reducidos en el plano xy [215]. En cualquier caso, dado que se evita utilizar los vectores medianos y nulos,



(a) Síntesis de \mathbf{V}_{ref} en el sector 1. (b) Secuencia vectorial y la forma de onda de la CMV generada en el sector 1.

Figura 4.12: Representación vectorial de la técnica 2L2M-AZS-PWM para inversores de cinco fases.

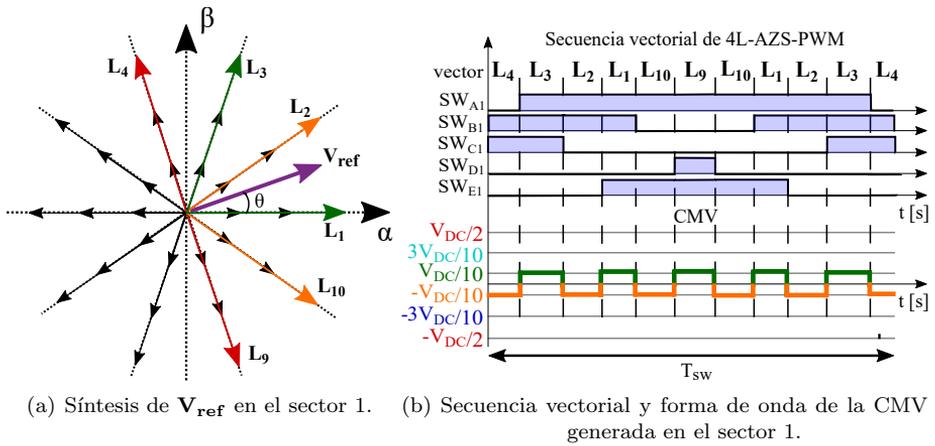


Figura 4.13: Representación vectorial de la técnica 4L-AZS-PWM para inversores de cinco fases.

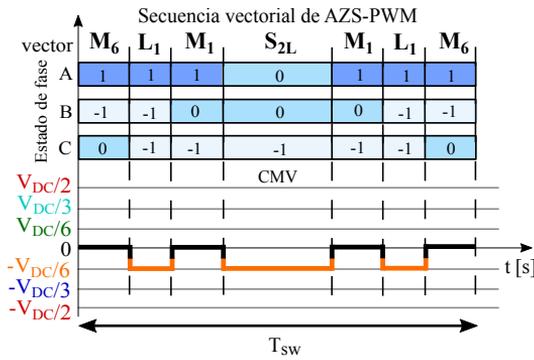
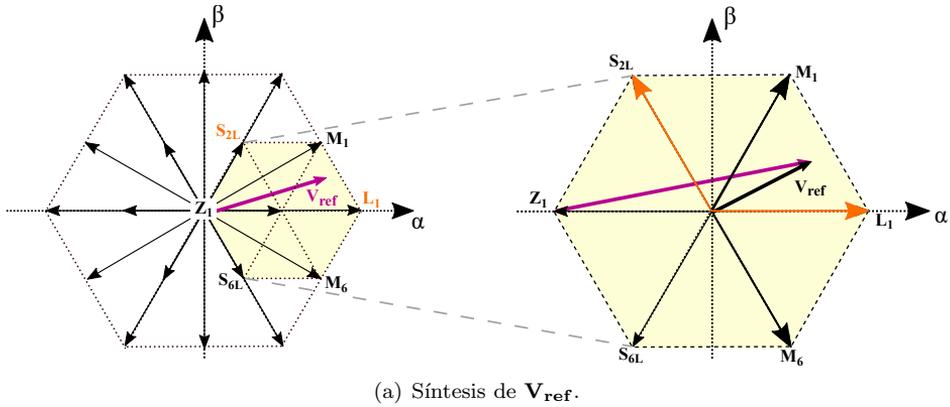
los únicos dos niveles de CMV que aparecen son $\pm V_{DC}/10$ (figura 4.13(b)), lo que da como resultado $\Delta_P = \Delta_S = 1/5$, $N_L = 2$ y $N_T = 10$.

4.4.1.3 Modulación para el inversor de tres niveles

Siguiendo la idea de la figura 4.5(c), en [291] se ha propuesto una simplificación del espacio vectorial de tres niveles al esquema convencional de dos niveles. Esta simplificación permite el uso del algoritmo AZS-PWM de dos niveles para reducir la CMV en convertidores multinivel. Este esquema de modulación combina dos vectores activos opuestos para sintetizar el vector cero (figura 4.14(a)). El RL sigue siendo el mismo que para NTV-PWM y las técnicas de modulación discontinuas (el RL completo). En este caso particular, la CMV (figura 4.14(b)) tiene los valores $\Delta_P = \Delta_S = 1/6$, $N_L = 2$ y $N_T = 6$.

4.4.2 Remote-state PWM (RS-PWM)

En general, la técnica RS-PWM utiliza únicamente vectores que generan el mismo nivel de CMV, evitando, de esa forma, utilizar los vectores nulos (estados de conmutación que generan los mayores valores de la CMV) [321]. A continuación se presentan los detalles relativos a la aplicación de este tipo de técnicas en varias topologías de convertidor.

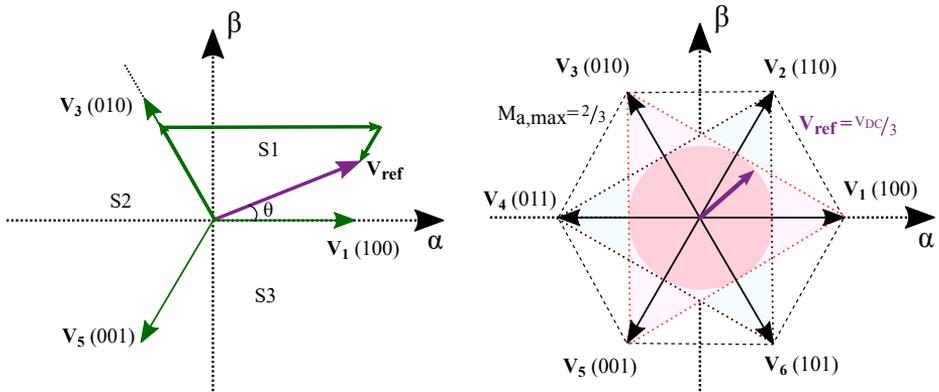


(b) Secuencia vectorial y forma de onda de la CMV generada.

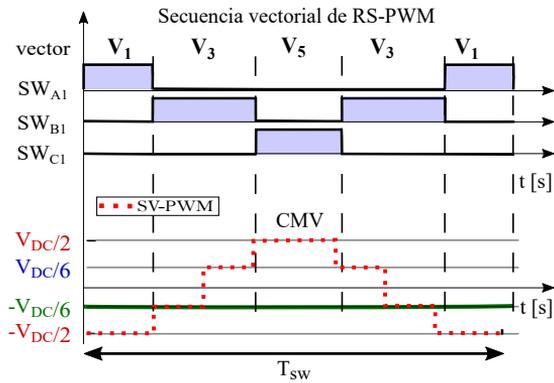
Figura 4.14: Representación vectorial de la técnica AZS-PWM para inversores de tres niveles.

4.4.2.1 Modulación para el inversor trifásico de dos niveles

En el caso particular de los inversores trifásicos, RS-PWM utiliza únicamente vectores activos pares (V_2, V_4, V_6) o impares (V_1, V_3, V_5). En esta técnica, el plano $\alpha\beta$ se divide en tres sectores y se utilizan todos los vectores disponibles para sintetizar V_{ref} en cada período de modulación (T_{sw}) (figura 4.15(a)) [321]. Por lo tanto, en este caso no es necesario proponer modificaciones en la secuencia de vectores (como ocurría en AZS-PWM). Por otro lado, a pesar de no existir modificaciones en la secuencia de vectores, esta técnica tiene ciertos inconvenientes. Primero, al conmutar únicamente entre vectores pares o impares, aumenta el número de conmutaciones por cada T_{sw} , reduciendo, así, la eficiencia del convertidor. En segundo lugar, la THD_i empeora a costa de la eliminación total



(a) Síntesis de \mathbf{V}_{ref} en el sector 1 utilizando los vectores impares. (b) Rango lineal y vector de tensión máximo alcanzable en la salida del inversor.



(c) Secuencia vectorial en el sector 1 y su correspondiente forma de onda de la CMV.

Figura 4.15: Representación vectorial de la técnica RS-PWM para inversores trifásicos de dos niveles.

de la CMV. Por último, el RL de RS-PWM se reduce en gran medida, ya que $|\mathbf{V}_{ref}|_{max} = v_{DC}/3$ y, en consecuencia, $M_{a,max} = 2/3$.

La figura 4.15(b) muestra el RL (círculo rosa) obtenido al utilizar la técnica RS-PWM, el cual se encuentra dentro de los triángulos rosa y verde acotados por los vectores pares e impares, respectivamente. Un rango lineal reducido es un inconveniente importante para diversas aplicaciones con *drives*, como es el caso de los vehículos eléctricos, donde se requiere todo el RL. Para mejorar este problema, en la literatura se ha propuesto una variante de RS-PWM, denominada

RS-PWM modificada (MRS-PWM) [321], que permite incrementar el RL hasta un 16 %. Esta técnica divide el espacio vectorial en seis sectores, y en cada sector se alterna el uso de vectores pares e impares. En este contexto también se ha propuesto una modulación híbrida, denominada MRS-SV-PWM, que combina MRS-PWM y SV-PWM [355]. Como resultado, el RL se puede maximizar al mismo tiempo que se aprovechan los beneficios de la técnica MRS-PWM para índices de modulación bajos.

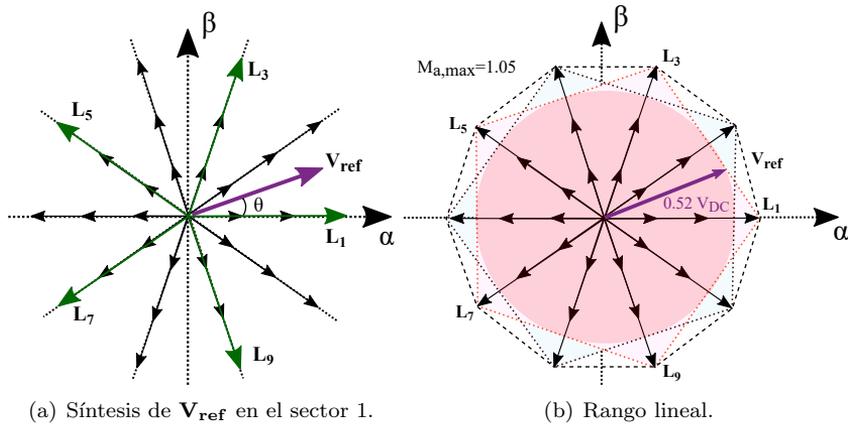
En cuanto a la CMV, como únicamente se utilizan vectores que producen el mismo nivel de esta tensión, se obtienen mejores resultados. En consecuencia, se obtiene $\Delta_P = 0$ y $N_T = 0$, lo que da como resultado un nivel de CMV constante (2.3) que equivale a $+V_{DC}/6$ o $-V_{DC}/6$, dependiendo de si se eligen vectores pares o impares (figura 4.15(c)).

4.4.2.2 Modulación para el inversor de cinco fases

Al igual que en los inversores trifásicos, en los de cinco fases todos los vectores pares o impares producen el mismo valor de CMV, independientemente de su tipo (pequeño, mediano o grande). Por lo tanto, el concepto de RS-PWM utilizado para los sistemas trifásicos se puede adaptar al escenario multifase. Por ejemplo, [341] propone usar únicamente los cinco vectores pares o impares medianos para generar \mathbf{V}_{ref} . Esta técnica, aquí denominada 5M-RS-PWM, elimina por completo las transiciones de CMV, siendo ésta igual a $-3V_{DC}/10$ cuando se usan vectores impares y a $3V_{DC}/10$ para vectores pares. Las figuras de mérito de la CMV asociadas son $\Delta_P = \Delta_S = N_T = 0$ y $N_L = 1$. Sin embargo, esta solución tiene un inconveniente importante, ya que el RL se reduce en gran medida ($M_a \in [0, 0,646]$), lo que da como resultado un \mathbf{V}_{ref} máximo de $0,323V_{DC}$.

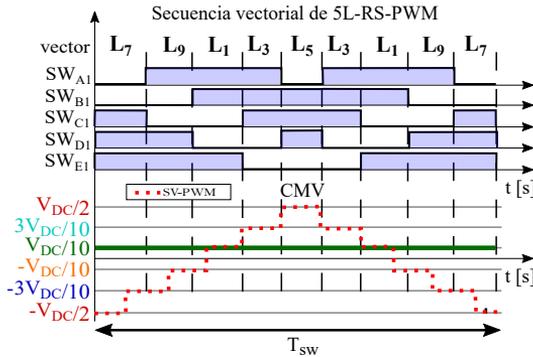
Para resolver el problema del rango lineal, una solución obvia en los inversores de cinco fases es utilizar únicamente vectores activos grandes impares o pares [341], lo que lleva a la variante 5L-RS-PWM (figura 4.16(a)). Al hacerlo, el RL aumenta hasta $0,523V_{DC}$ y $M_a \in [0, 1,046]$ (figura 4.16(b)). En este caso, las variaciones de CMV se eliminan por completo nuevamente y se obtiene un valor de $\pm V_{DC}/10$ (figura 4.16(c)). Así, las figuras de mérito de la CMV de esta variante de modulación son iguales a las de la técnica 5M-RS-PWM. Sin embargo, el valor absoluto de la CMV es aún menor cuando se utilizan vectores grandes.

Aunque ambas variantes suprimen completamente las variaciones de CMV, éstas presentan varias desventajas en comparación con las técnicas AZS-PWM para convertidores de cinco fases. Además del rango lineal reducido, que es un factor limitante en función de la aplicación, las pérdidas de conmutación aumentan, ya que se requiere un mayor número de conmutaciones para cada período de



(a) Síntesis de V_{ref} en el sector 1.

(b) Rango lineal.



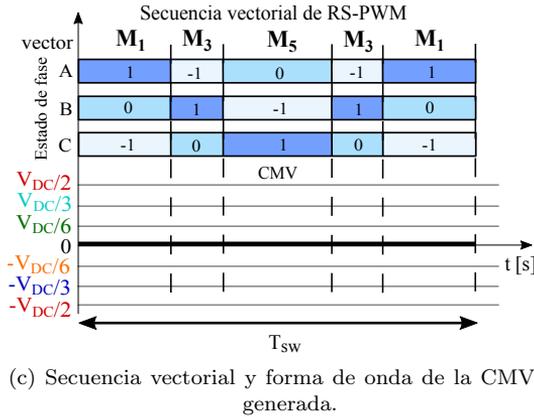
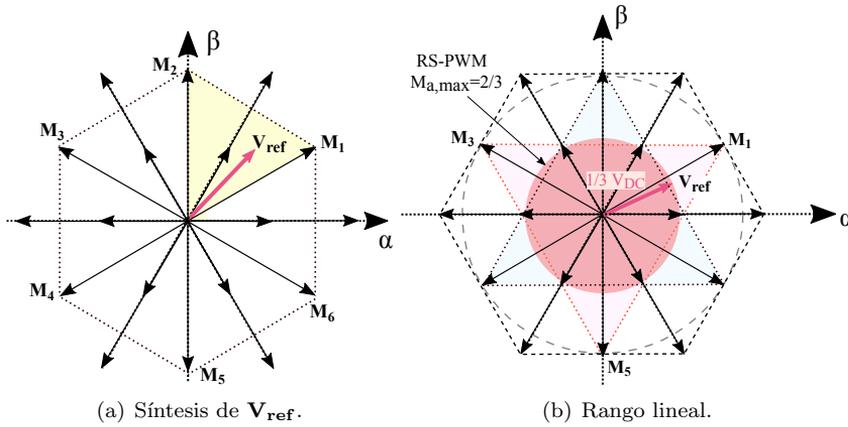
(c) Secuencia vectorial y forma de onda de la CMV generada en el sector 1.

Figura 4.16: Representación vectorial de la técnica 5L-RS-PWM para inversores de cinco fases.

modulación T_{sw} . Además, el THD_i también aumenta debido a que se reduce el número de vectores utilizados.

4.4.2.3 Modulación para el inversor de tres niveles

En el contexto de los convertidores multinivel, la técnica RS-PWM se puede implementar igual que en los convertidores trifásicos de dos niveles. Si se hace uso de todos los vectores grandes impares o pares, el RL será el mismo que en dichos convertidores. Sin embargo, los convertidores multinivel proporcionan grados adicionales de libertad y en [356] se adapta la técnica RS-PWM de dos



(c) Secuencia vectorial y forma de onda de la CMV generada.

Figura 4.17: Representación vectorial de la técnica RS-PWM para inversores de tres niveles.

niveles a los convertidores multinivel. En este caso particular, únicamente se utilizan los vectores medianos pares o impares (figura 4.17(a)) para minimizar la CMV producida. El principal inconveniente de esta modulación es que el RL se reduce aún más que utilizando los vectores grandes (Fig 4.17(b)). La principal ventaja de este caso es que todos los vectores medianos producen un nivel de CMV de 0 V (figura 4.17(c)), siendo $\Delta_P = \Delta_S = N_L = N_T = 0$.

4.4.3 Near-state PWM (NS-PWM)

La tercera y última alternativa de RCMV-PWM es la técnica NS-PWM. Esta modulación utiliza el vector más cercano a V_{ref} y algunos de los vectores activos

adyacentes al mismo [357]. Al igual que las anteriores, el objetivo es evitar la aplicación de los vectores nulos. A continuación, se revisan los conceptos principales de esta familia de técnicas en las configuraciones de potencia analizadas.

4.4.3.1 Modulación para el inversor trifásico de dos niveles

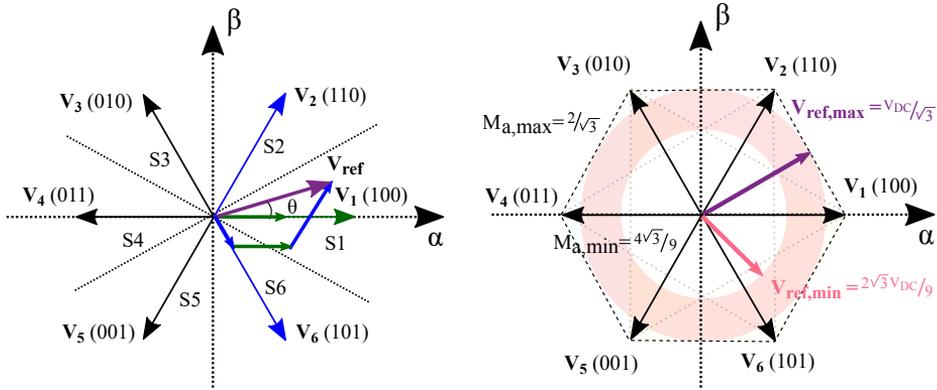
En el contexto de los inversores trifásicos, cuando se implementa la técnica NS-PWM, el plano $\alpha\beta$ se divide en seis sectores desplazados 30° con respecto al espacio vectorial de SV-PWM. De ese modo, para sintetizar \mathbf{V}_{ref} , se utilizan el vector más cercano a ésta y sus dos vectores activos adyacentes [357]. Por ejemplo, cuando \mathbf{V}_{ref} se encuentra en el primer sector, los vectores elegidos son \mathbf{V}_6 , \mathbf{V}_1 y \mathbf{V}_2 (figura 4.18(a)).

Una de las principales ventajas de NS-PWM es que, además de reducir la CMV, también reduce las pérdidas de conmutación [357]. Esto se debe a que, durante cada periodo de conmutación, una de las ramas del convertidor no conmuta. Es decir, esta técnica también podría clasificarse dentro del grupo de técnicas discontinuas [340, 357]. Por el contrario, entre sus desventajas, es importante remarcar que el RL se reduce considerablemente (tabla 4.1), cumpliéndose que $M_a \in [4\sqrt{3}/9, 2/\sqrt{3}]$ (Fig. 4.18(b)) [149, 151]. Esto se debe a que, a diferencia del resto de técnicas, el módulo de \mathbf{V}_{ref} mínimo de esta modulación es igual a $2\sqrt{3}V_{DC}/9$. Por lo tanto, esta técnica se debe combinar con otras, creando, así, modulaciones híbridas si se quiere utilizar en aplicaciones como los vehículos eléctricos, donde el motor eléctrico debe poder operar, tanto en parado y cerca de la velocidad base, como en la región de debilitamiento del campo.

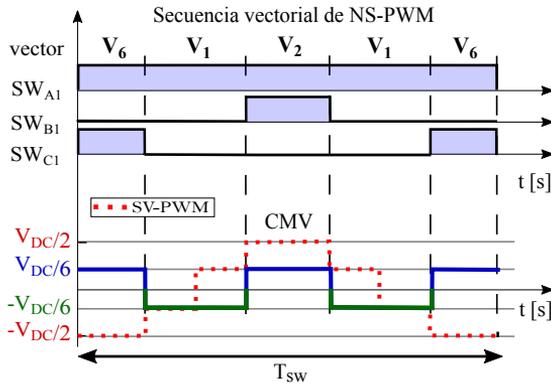
Finalmente, a diferencia de la modulación AZS-PWM, la variación del orden en el que se aplican los vectores tampoco supone un cambio relevante en NS-PWM. Aún así, es posible aplicar distintos criterios. Por ejemplo, cuando \mathbf{V}_{ref} está en un sector impar, se pueden aplicar, primero, los dos vectores pares para, posteriormente, terminar con la aplicación del impar, y viceversa. De esta forma, es posible reducir aún más N_T , a costa de incrementar las pérdidas de conmutación, ya que siguiendo estas secuencias dos ramas deben cambiar de estado para conmutar entre dos vectores. Por el contrario, si es preferible mejorar la eficiencia, la CMV es la que se muestra en la figura 4.18(c), con niveles limitados entre $-V_{DC}/6$ y $+V_{DC}/6$ ($\Delta_P = 1/3$).

4.4.3.2 Modulación para el inversor de cinco fases

La técnica NS-PWM trifásica también se puede adaptar al escenario multifase [342]. Como en la versión trifásica, en un sistema de cinco fases los sectores



(a) Síntesis de \mathbf{V}_{ref} en el sector 1 utilizando el vector más cercano y los dos vectores activos adyacentes. (b) Rango lineal y vector de tensión máximo alcanzable en la salida del inversor.

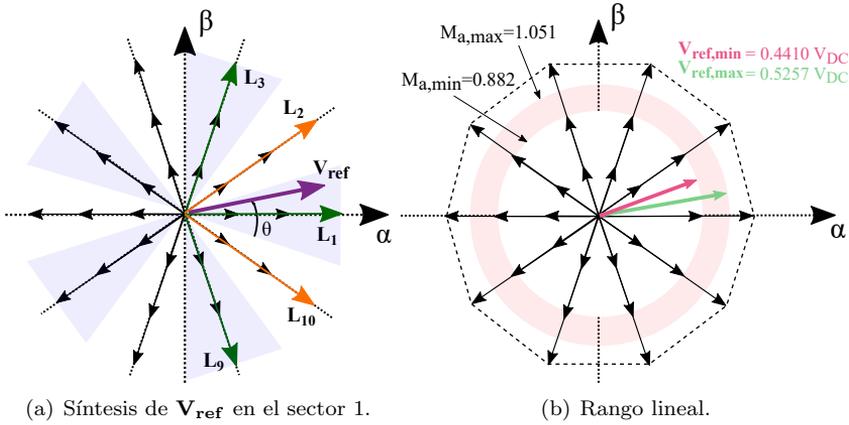


(c) Secuencia vectorial en el sector 1 y su correspondiente forma de onda de la CMV generada.

Figura 4.18: Representación vectorial de la técnica NS-PWM para inversores trifásicos de dos niveles.

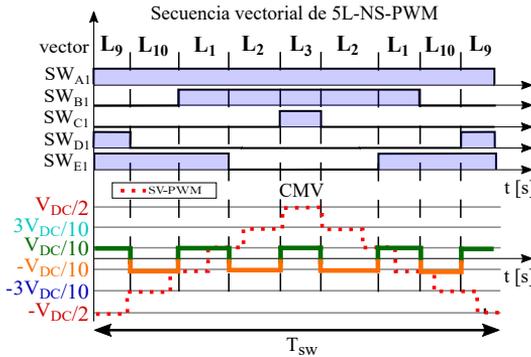
se deben desplazar 18° , obteniendo, así, una nueva distribución de sectores (figura 4.19(a)). Esta técnica, denominada aquí como 5L-NS-PWM, requiere la utilización de cinco vectores activos cada T_{sw} para la síntesis de \mathbf{V}_{ref} . Concretamente, se utiliza el vector activo más cercano a \mathbf{V}_{ref} y sus cuatro vectores adyacentes (los dos previos y los dos siguientes a \mathbf{V}_{ref} , figura 4.19(a)).

Al utilizar cinco vectores grandes, el RL se reduce considerablemente ($M_a \in [0,8820, 1,0515]$). De hecho, se reduce el vector de referencia máximo ($V_{ref,max} =$



(a) Síntesis de V_{ref} en el sector 1.

(b) Rango lineal.



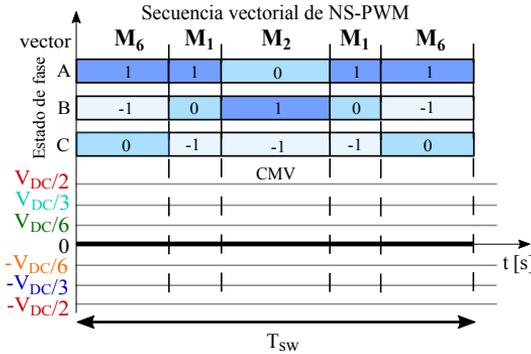
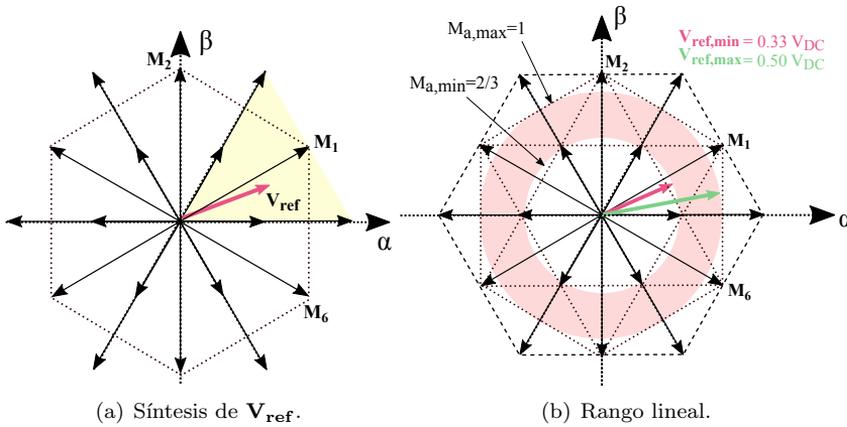
(c) Secuencia vectorial y forma de onda de la CMV generada en el sector 1.

Figura 4.19: Representación vectorial de la técnica 5L-NS-PWM para inversores de cinco fases.

0,5257 V_{DC}) y también aparece un vector de referencia mínimo ($V_{ref,min} = 0,441V_{DC}$), figura 4.19(b). Como se ha explicado previamente, éste es un inconveniente importante para algunas aplicaciones como la del vehículo eléctrico. Por lo tanto, esta técnica debe hibridarse con otras técnicas de modulación hasta que V_{ref} pueda completar todo el RL de SV-PWM. Además, y en relación a la CMV, la forma de onda es bastante similar a la obtenida con 4L-AZS-PWM, ya que los niveles de tensión de CMV producidos son los mismos ($\pm V_{DC}/10$; $\Delta_P = \Delta_S = 1$ y $N_L = 2$). Sin embargo, esta técnica tiene una figura de mérito superior respecto a la anterior en términos de N_T , reduciéndose este parámetro de 10 a 8 (figura 4.19(c)).

4.4.3.3 Modulación para el inversor de tres niveles

Como ocurre con la versión de RS-PWM multinivel, la implementación de la NS-PWM para convertidores de tres niveles se propone en [356]. En esta modulación únicamente se utilizan los vectores medianos adyacentes (figura 4.20(a)) para sintetizar \mathbf{V}_{ref} y, por lo tanto, el RL también se reduce (figura 4.20(b)). Del mismo modo, como todos los vectores medianos generan el mismo valor de CMV, la forma de onda CMV es nuevamente idéntica a la anterior (figura 4.20(c)), con valores de $\Delta_P = \Delta_S = N_L = N_T = 0$.



(c) Secuencia vectorial y forma de onda de la CMV generada.

Figura 4.20: Representación vectorial de la técnica NS-PWM para inversores de tres niveles.

Como se puede observar, cualquiera de las tres técnicas RCMV-PWM se pueden extrapolar a convertidores con más fases o más niveles. Aunque todas las técnicas tienen el beneficio de la reducción de la CMV, también presentan algunos inconvenientes que se deben considerar, por lo tanto, en la literatura científica se han propuesto otras alternativas igual de atractivas para la reducción de la CMV, las cuales se explican a continuación.

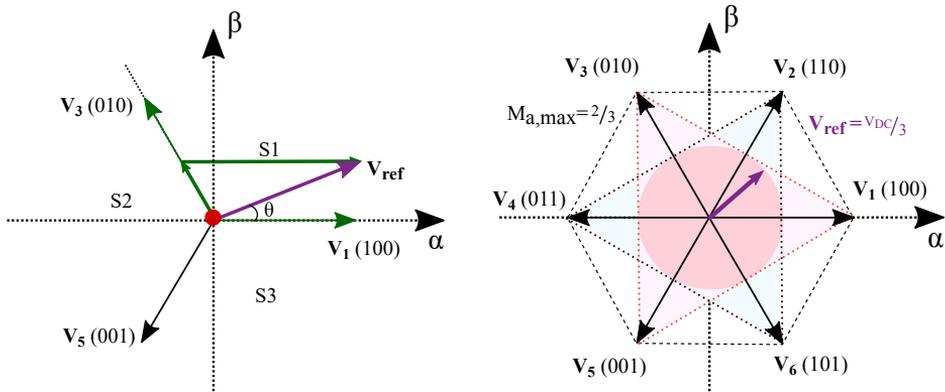
4.5 Otras técnicas de modulación para la reducción de la CMV

En este grupo de técnicas de modulación destacan la técnica *Constant-CMV PWM* (CCMV-PWM), una técnica híbrida para inversores de cinco fases (2L4M-hybrid-PWM) y la técnica *Zero-CMV PWM* (ZCMV-PWM). Además, conviene explorar otras técnicas basadas en el control predictivo.

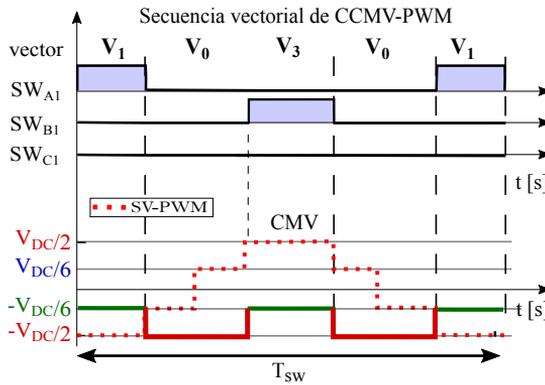
4.5.1 *Constant-CMV PWM* (CCMV-PWM)

La técnica *Constant-CMV PWM* (CCMV-PWM) consiste en combinar técnicas de modulación con topologías de convertidores trifásicos de dos niveles modificadas para reducir la CMV. De hecho, esta técnica se ha convertido en un enfoque muy común en la literatura científica [149, 203]. Ésta se ha propuesto en [203], junto con el convertidor H8D2 (sección 3.4.2), para obtener una CMV constante⁵. La modulación es similar a la RS-PWM del convertidor trifásico convencional, ya que únicamente utiliza vectores pares o impares. Al igual que en RS-PWM, el plano $\alpha\beta$ se divide en tres sectores, dependiendo de si se utilizan los vectores pares o impares para sintetizar \mathbf{V}_{ref} (figura 4.21(a)). Asimismo, el RL también se reduce ($M_{a,\text{max}} = 2/3$, figura 4.21(b)) igual que en RS-PWM [120]. La principal diferencia respecto a esta última técnica (tabla 4.1) es que también se utilizan vectores nulos (\mathbf{V}_0 cuando se utilizan vectores activos impares y \mathbf{V}_7 cuando se utilizan vectores pares, figura 4.21(a)). De este modo, la forma de onda de la CMV cambia respecto a RS-PWM. La figura 4.21(c) representa esta forma de onda en el dominio del tiempo cuando se aplica la técnica CCMV-PWM en un VSI convencional, siendo $N_T = 4$ y $\Delta_P = 1/3$. Asimismo, hay que destacar que, cuando se utilizan los vectores impares, la CMV se limita a $-V_{DC}/6$ y $-V_{DC}/2$ y, cuando se utilizan los vectores pares, a $+V_{DC}/6$ y $+V_{DC}/2$.

⁵Una variante de cinco fases se ha propuesto en [12], la cual aprovecha los conceptos de la variante trifásica.



(a) Síntesis de \mathbf{V}_{ref} en el sector 1 utilizando los vectores impares y un vector nulo. (b) Rango lineal y vector de tensión máximo alcanzable en la salida del inversor.

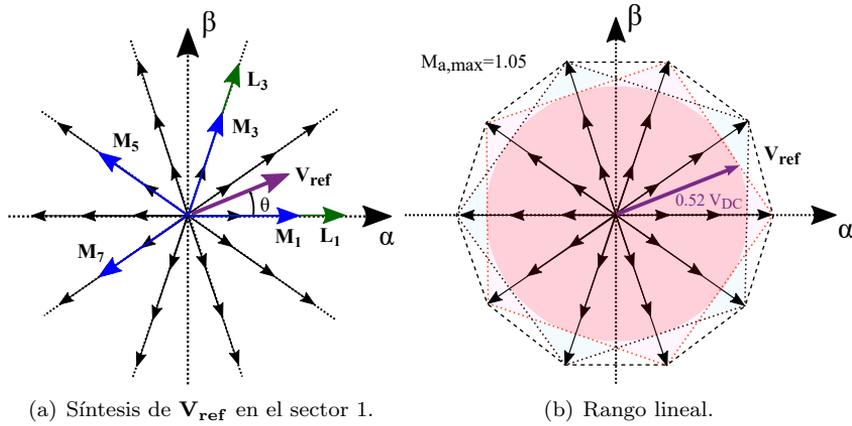


(c) Secuencia vectorial en el sector 1 y su correspondiente forma de onda de la CMV generada.

Figura 4.21: Representación vectorial de la técnica CCMV-PWM para inversores trifásicos de dos niveles.

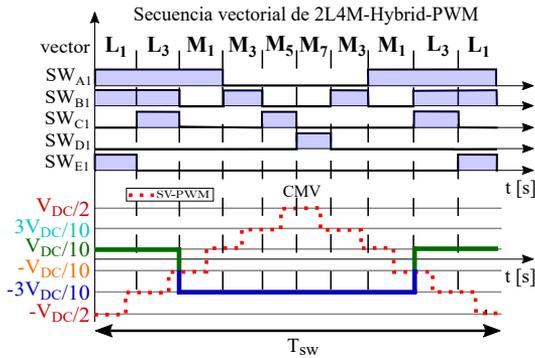
4.5.2 Híbrida para inversores de cinco fases (2L4M-hybrid-PWM)

En el contexto de los inversores de cinco fases, además de las técnicas de modulación anteriores y en línea con esta tesis doctoral, también se ha propuesto otra técnica basada en SV que obtiene buenos resultados en términos de reducción de la CMV. Concretamente, la técnica híbrida presentada en [R3], y aquí denominada 2L4M-hybrid-PWM, combina las modulaciones AZS-PWM y RS-PWM. En



(a) Síntesis de V_{ref} en el sector 1.

(b) Rango lineal.



(c) Secuencia vectorial y forma de onda de la CMV generada en el sector 1.

Figura 4.22: Representación vectorial de la técnica 2L4M-Hybrid-PWM para inversores de cinco fases.

particular, se utilizan cuatro vectores medianos y dos grandes (todos pares o impares) para sintetizar V_{ref} (figura 4.22(a)), manteniendo el RL de 5L-RS-PWM con un vector de referencia máximo igual a $0,523 V_{DC}$ y $M_a \in [0, 1,046]$ (figura 4.22(b)). Esto permite reducir las figuras de mérito de la CMV a $\Delta_P = 2/5$, $\Delta_S = 2/5$, $N_L = 2$ y $N_T = 2$ (figura 4.22(c)), pero aumentando el número de conmutaciones de los semiconductores de potencia y, en consecuencia, las pérdidas de conmutación.

4.5.3 Zero-CMV PWM (ZCMV-PWM)

Otra alternativa es, la técnica denominada *Zero-CMV PWM* (ZCMV-PWM), la cual tiene su origen en los convertidores multinivel. Esta técnica no evita el uso de los vectores nulos, sino que aprovecha la ventaja de los niveles que producen los convertidores multinivel, y únicamente utiliza los vectores que producen el nivel de CMV de 0 V (vectores medianos (M_{1-6}) y vector Z_1), lo cual elimina por completo la CMV [112, 358]. En este sentido, aunque previamente se han revisado técnicas de modulación para inversores de tres niveles que eliminan la CMV completamente (como RS-PWM o NS-PWM), la situación más favorable

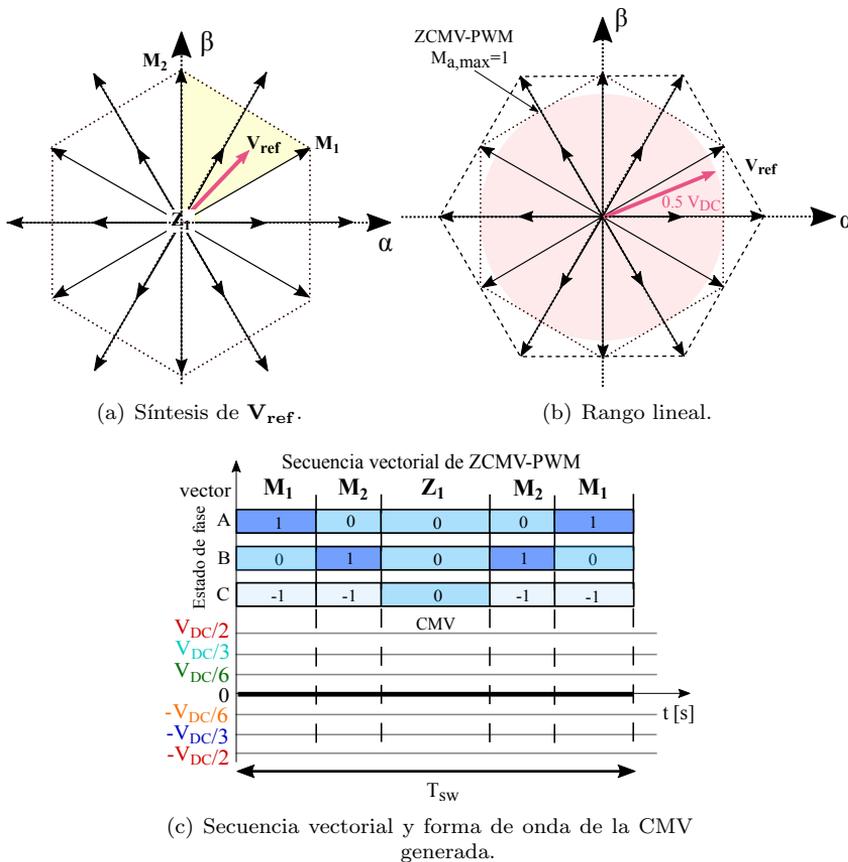
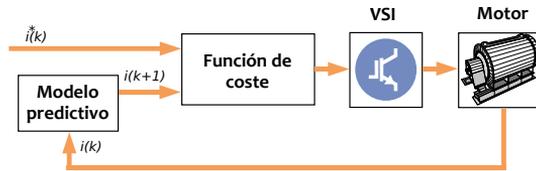


Figura 4.23: Representación vectorial de la técnica ZCMV-PWM para inversores de tres niveles.

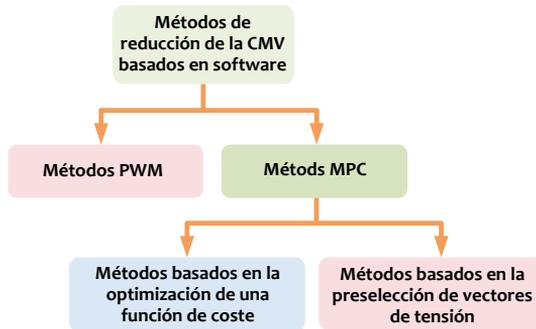
es utilizar todos los vectores disponibles para ese propósito. La figura 4.23(a) muestra la síntesis de \mathbf{V}_{ref} para esta técnica de modulación en el caso particular de tres niveles. En esta situación, el RL se reduce en comparación con la técnica NTV-PWM convencional y las modulaciones discontinuas (figura 4.23(b)), donde $M_a \in [0, 1]$ y $V_{\text{ref,max}} = 0,5V_{DC}$ [356]. Sin embargo, mediante esta técnica también se obtiene el mejor resultado de CMV (como en RS-PWM o NS-PWM multinivel), donde $\Delta_P = \Delta_S = N_L = N_T = 0$ (figura 4.23(c)) y, al mismo tiempo, se permite mejorar la distorsión armónica y las pérdidas de conmutación frente a las técnicas RCMV-PWM de los inversores multinivel. Esto hace que esta técnica se haya investigado para un mayor número de niveles. Por ejemplo, en [259–261] han presentado esta técnica de modulación para convertidores de cinco niveles, donde, para sintetizar \mathbf{V}_{ref} , únicamente se utilizan los 19 vectores (del total de 125) que producen 0 V. Del mismo modo, en [358] se presenta la modulación para convertidores de siete niveles. Por otro lado, [358] también investiga cómo implementar esta técnica en el enfoque CB. Además, en [260, 359] se propone un método generalizado CB que sirve tanto para convertidores CHB como NPC, independientemente del número de niveles.

4.5.4 Control predictivo basado en modelos (MPC)

Finalmente, cabe señalar que todas las técnicas anteriores están incluidas dentro de las técnicas basadas en PWM y pueden implementarse en lazo abierto y cerrado. Sin embargo, existen otras técnicas como las del control predictivo basado en modelos (MPC; figura 4.24(b)) que se caracterizan por “eliminar” la modulación convencional y trabajar en lazo cerrado para controlar varias variables del sistema. Este control es válido en todo el rango lineal e incluso en el rango de sobremodulación [361]. En particular, la técnica de control conocida como *model predictive current control* (MPCC) se utiliza ampliamente en accionamientos de motores [341, 362–364]. Esta última técnica tiene como objetivo predecir la corriente de salida para todos los vectores posibles y seleccionar el vector de tensión óptimo utilizando una función de coste predefinida (figura 4.24(a)). Para poder hacer esto, se pueden seguir dos enfoques, ya sea utilizando métodos basados en la optimización de la función de coste, o métodos basados en la preselección del vector de tensión (figura 4.24(b)). En el primer caso, dado que se pueden incluir diferentes variables de control en la función de coste, existen varios métodos MPCC que incluyen la CMV como variable y penalizan los vectores que generan mayores valores de esta tensión [365, 366]. La desventaja de esta alternativa es la dificultad de ajustar adecuadamente los pesos en la función de coste [367]. El segundo tipo de método para reducir la CMV no incluye el término CMV en su función de coste y, por tanto, elimina el ajuste de parámetros empíricos. De esta forma, la técnica de modulación se basa únicamente en la preselección de vectores



(a) Diagrama de bloques general de un MPCC para un accionamiento de motor [341].



(b) Clasificación general de los métodos de reducción de la CMV basados en software [360].

Figura 4.24: Modelos predictivos y funciones de coste en técnicas de modulación para la reducción de la CMV.

de tensión. Existen distintos métodos basados en este último enfoque que también se denominan métodos de control predictivo de conjuntos finitos [341, 368]. En este punto, hay que destacar que cualquiera de las técnicas de modulación revisadas en este capítulo se podrían utilizar como MPCC si se elige la preselección de vectores de una determinada técnica. Por ejemplo, en [341] se propone utilizar 5M-RS-PWM como la secuencia de vectores a aplicar en la técnica MPCC correspondiente.

Dada la variedad de técnicas de modulación existentes, resulta de interés hacer una síntesis con las ideas principales sobre todas ellas. Para ello, y como esta tesis se va a centrar en el convertidor ZVR-D2 propuesto en el capítulo 3, la tabla 4.1 resume detalladamente las características de las técnicas de modulación para convertidores trifásicos de dos niveles y las compara con la técnica SV-PWM convencional para, así, resaltar las fortalezas y debilidades de cada alternativa. Todas estas técnicas se pueden implementar en el convertidor propuesto, como se demuestra más adelante en los capítulos 5 y 6.

Tabla 4.1: Resumen de las técnicas PWM que reducen la CMV en el VSI en comparación con la técnica SV-PWM tradicional.

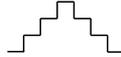
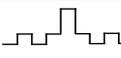
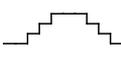
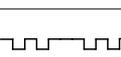
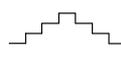
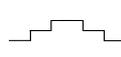
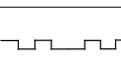
		Técnicas PWM discontinuas			Técnicas RCMV-PWM			Otras técnicas
		SV-PWM	D-PWM	MD-PWM	AZS-PWM	RS-PWM	NS-PWM	CCMV-PWM
		Fig.2.7	Fig. 4.7	Fig. 4.7	Fig. 4.10	Fig. 4.15	Fig. 4.18	Fig. 4.21
		$0 \leq M_a \leq 2/\sqrt{3}$	$0 \leq M_a \leq 2/\sqrt{3}$	$0 \leq M_a \leq 2/\sqrt{3}$	$0 \leq M_a \leq 2/\sqrt{3}$	$0 \leq M_a \leq 2/3$	$4\sqrt{3}/9 \leq M_a \leq 2/\sqrt{3}$	$0 \leq M_a \leq 2/3$
Rango lineal		Todos			Activos	Pares/impares	Activos	Pares/impares y uno nulo
Vectores utilizados		Todos			Todos excepto \mathbf{V}_0			
Secuencias de vectores	• Sector 1	0127210	72127	72127	6123216	31513	21612	10301
	• Sector 2	0327230	23032	23732	4321234	31513	32123	30103
	• Sector 3	0347430	74347	74347	2345432	31513	43234	30503
	• Sector 4	0547450	45054	45754	6543456	31513	54345	50305
	• Sector 5	0567652	76567	76567	4561654	31513	65456	50105
	• Sector 6	0167610	61016	61716	2165612	31513	16561	10501
Datos relativos a la CMV	• Figuras de mérito de la CMV	Δ_P Δ_S N_L N_T	1 1/3 4 6	2/3 1/3 21/6 ⁽²⁾ 4	2/3 1/3 3 4	1/3 1/3 2 6	0 0 1 0	1/3 1/3 2 4
	• Forma de onda de la CMV en el VSI							
Rendimiento	• Eficiencia		↑	↑	≈	↓	↑	↑
	• Pérdidas de cond.		≈	≈	≈	≈	≈	≈
	• Pérdidas de conmut.		↑	↑	≈	↓	↑	↑
	• CMV	Rendimiento respecto a SV-PWM (usando: $\approx, \downarrow, \uparrow$) ⁽¹⁾	↑	↑	↑	↑	↑↑	↑↑
	• THD_i		↓	↓	↓	↓↓	↓↓	↓↓
• Rango lineal		≈	≈	≈	≈	↓	↓	
Referencias		[120]	[149, 306, 311]	[149, 306, 311]	[149, 306, 369]	[151, 306, 370]	[149, 151, 306]	[120, 203, 315]

Notas de la tabla:

(1) El rendimiento de cada topología se evalúa cualitativamente utilizando la técnica SV-PWM como referencia: \approx significa similar a SV-PWM; \uparrow significa mejor que SV-PWM; y \downarrow significa peor que SV-PWM. Para todos los casos, el número de \uparrow y \downarrow significa un mayor grado de mejora o empeoramiento.

(2) Como la amplitud de la CMV cambia dependiendo del sector en el que se aplica, se proporciona el promedio de N_L para notar la diferencia con MD-PWM.

Tabla 4.2: Resumen de algunas de las técnicas de modulación más importantes que reducen la CMV en los inversores multifase y multinivel (la técnica SV-PWM convencional se incorpora como referencia).

Técnicas de Modulación	Figuras de mérito				Diferencia frente a SV-PWM [%]				Forma de onda de la CMV	Rango Lineal	Refs.
	Δ_P	Δ_S	N_L	N_T	Δ_P	Δ_S	N_L	N_T			
Inversor convencional trifásico de dos niveles (figura 2.3)											
SV-PWM convencional	1	1/3	4	6	-	-	-	-		$0 \leq M_a \leq 1,15$	[354]
Inversores de cinco fases y dos niveles con conexión en estrella (figura 3.2(a))											
2L2M-SV-PWM	1	1/5	6	10	0	-40	50	66.7		$0 \leq M_a \leq 1,05$	[343, 345]
4L-D-PWM	3/5	2/5	3	8	-40	20	-25	33.3		$0 \leq M_a \leq 1,05$	[114]
2L2M-AZS-PWM	3/5	1/5	4	6	-40	-40	0	0		$0 \leq M_a \leq 1,05$	[215]
4L-AZS-PWM	1/5	1/5	2	10	-80	-40	-50	66.7		$0 \leq M_a \leq 1,05$	[215]
5L-RS-PWM	0	0	1	0	-100	-100	-75	-100		$0 \leq M_a \leq 1,04$	[341]
5L-NS-PWM	1/5	1/5	2	8	-80	-40	-50	33.3		$0,88 \leq M_a \leq 1,05$	[342]
2L4M-Hyb.-PWM	2/5	2/5	2	2	-60	20	-50	-66.7		$0 \leq M_a \leq 1,05$	[R3]
Inversores trifásicos de tres niveles (figuras 3.8-3.9)											
NTV-PWM	1/2	1/6	4	6	-50	-50	0	0		$0 \leq M_a \leq 1,15$	[289, 290, 349]
D-PWM multinivel	1/3	1/6	3	4	-66.7	-50	-25	-33.3		$0 \leq M_a \leq 1,15$	[352, 353]
ZCMV-PWM	0	0	0	0	-100	-100	-100	-100		$0 \leq M_a \leq 1$	[112, 358]
AZS-PWM multinivel	1/6	1/6	2	6	-83.3	-50	-50	0		$0 \leq M_a \leq 1,15$	[291]
RS-PWM multinivel	0	0	0	0	-100	-100	-100	-100		$0 \leq M_a \leq 0,66$	[356]
NS-PWM multinivel	0	0	0	0	-100	-100	-100	-100		$0,66 \leq M_a \leq 1$	[356]

A su vez, la tabla 4.2 muestra las técnicas de modulación que utilizan los conceptos anteriormente revisados en convertidores multifase y multinivel, nuevamente, comparándolas con el VSI convencional y la técnica SV-PWM. Sin embargo, y dado que no entran dentro del alcance de esta tesis doctoral, el nivel de detalle de la tabla 4.2 únicamente se centra en la CMV y el rango lineal de cada técnica, para determinar si mejora o empeora respecto a la SV-PWM clásica del VSI convencional. Para decidir si implementar o no una de estas alternativas (para multifase o multinivel), se debe realizar un análisis más exhaustivo y valorar todas las prestaciones de cada convertidor cuando se utiliza una determinada técnica de modulación. Dicho esto, a continuación se detallan las conclusiones más relevantes de este capítulo.

4.6 Conclusiones

Las técnicas PWM son imprescindibles para un funcionamiento adecuado de los convertidores de potencia en términos de eficiencia y calidad de las señales, además de otros aspectos. Entre sus variantes, se pueden distinguir soluciones basadas en CB o en SV. Sin embargo, cualquier alternativa se puede trasladar de un enfoque a otro en función de las necesidades del controlador que gobierne al convertidor. Además, en términos de CMV, se puede obtener la misma forma de onda siguiendo un enfoque u otro. Sin embargo, dado que el enfoque SV utiliza vectores, inherentemente asociados a los estados de conmutación de los dispositivos, se puede aprovechar esta representación para interpretar más fácilmente la CMV y buscar modulaciones alternativas que permitan reducir esta tensión.

En general, los conceptos de todas las modulaciones se pueden extrapolar a convertidores multifase y multinivel. En este capítulo se han revisado algunos ejemplos de estas técnicas para el convertidor de cinco fases con conexión en estrella y, de forma general, para los convertidores de tres niveles. De hecho, se ha demostrado que existen técnicas de modulación que resuelven notablemente el problema de la CMV en estos convertidores, como la 2L4M-Hybrid-PWM para convertidores de cinco fases, que tan solo tiene dos variaciones de CMV ($N_T = 2$), o la técnica ZCMV-PWM para convertidores multinivel que, en términos generales, resulta ser la más ventajosa, buscando un equilibrio entre todas las prestaciones del convertidor y, al mismo tiempo, eliminando completamente la CMV. Sin embargo, hay que destacar que existe una gran variedad de técnicas de modulación específicas para cada convertidor multifase y multinivel, y no todas las técnicas se pueden utilizar directamente en todos los convertidores. Por lo tanto, centrarse en este tipo de técnicas requiere un estudio específico más profundo, el cual no es el objetivo de este trabajo. Además, en el capítulo 3 se ha concluido que merece

la pena explorar otras opciones antes de recurrir a las topologías de convertidores multifase y multinivel.

Por el contrario, las técnicas de modulación que se han explicado para el VSI trifásico de dos niveles se pueden implementar sin requerir modificaciones en cualquier otro convertidor trifásico de dos niveles. De hecho, combinar topologías de convertidores alternativas que tienen su origen en un VSI modificado junto con modulaciones alternativas a las convencionales es un enfoque común para la reducción de la CMV. Realmente, se puede afirmar que la combinación de ambas alternativas es una solución eficaz frente al problema de la CMV, ya que resuelve sus posibles problemas derivados desde el origen. Un ejemplo de ello es la combinación de la topología de convertidor H8D2 (capítulo 3) con la modulación CCMV-PWM, la cual ha permitido obtener una CMV libre de variaciones, resolviendo el problema común de las averías de los rodamientos (capítulo 2). En este contexto, entre las variantes existentes que se pueden utilizar en el convertidor ZVR-D2 propuesto, se encuentran, por un lado, las técnicas discontinuas, que reducen la CMV a la vez que disminuyen las pérdidas de conmutación. Por otro lado, también se pueden utilizar las técnicas RCMV-PWM, las cuales tienen como objetivo reducir el número de niveles de CMV utilizando vectores que generen el mismo valor de esta tensión. Además, la técnica CCMV-PWM también es una alternativa válida para este convertidor, ya que, debido a sus beneficios, se pueden explotar los grados de libertad de ambas soluciones y conseguir una CMV constante, como ocurría en el convertidor H8D2.

En general, las técnicas RCMV-PWM presentan muy buenos resultados en términos de CMV. Sin embargo, suelen empeorar otras características del convertidor como la eficiencia o la THD_i . Por lo tanto, es conveniente buscar otras soluciones que, en combinación con una topología de convertidor adecuada, consigan buenos resultados en términos generales. En este sentido, las técnicas discontinuas y la técnica CCMV-PWM, que también puede considerarse una técnica discontinua, son, aparentemente, buenas candidatas para este propósito, ya que no penalizan tanto la THD_i y, al mismo tiempo, logran buenos resultados en términos de eficiencia y CMV. Por otro lado, es imprescindible que la técnica de modulación empleada permita funcionar en todo el RL y, por eso, en ocasiones es necesario combinar varias de estas técnicas y proponer, así, soluciones híbridas. Por ejemplo, las técnicas RS-PWM, NS-PWM y CCMV-PWM reducen el RL respecto a otras alternativas. Por lo tanto, éstas no pueden, por sí solas, ser empleadas en el inversor de un vehículo eléctrico. En este sentido, el capítulo 5 tiene como objetivo la búsqueda de la mejor alternativa para ser empleada en el convertidor ZVR-D2 propuesto en esta tesis, la cual se analizará detalladamente y se comparará con otras soluciones propuestas previamente en la literatura científica.

Parte III

Contribuciones para solucionar el problema de la tensión de modo común en convertidores trifásicos de dos niveles: convertidor ZVR-D2

Capítulo 5

Análisis de prestaciones y comparativa de topologías de convertidor y técnicas de modulación mediante simulación

5.1 Introducción

En los capítulos 3 y 4 se han revisado las distintas alternativas de topologías de convertidor y técnicas de modulación que se pueden emplear en el tren de tracción de los vehículos eléctricos. En este quinto capítulo se analizan, mediante herramientas de simulación, algunas de las más destacadas, las cuales se comparan en esta tesis frente al convertidor ZVR-D2 propuesto para cuantificar las ventajas que este último ofrece.

Para poder evaluar las prestaciones de un convertidor de potencia, inicialmente hay que tener en cuenta que los motores eléctricos de automoción están dimensionados para trabajar en unos rangos de funcionamiento determinados. Cuando se desea generar una potencia mecánica (P_{mech}), se deben considerar (sección 1.2.2.2) el par electromagnético (T_{em}) y la velocidad de rotación de la máquina (ω_{mech}). Estos parámetros del motor están estrechamente relacionados

con otros del convertidor de potencia. Por ejemplo, la velocidad eléctrica generada por el convertidor se relaciona con la velocidad mecánica del motor como:

$$\omega_e = P \omega_{mech}, \quad (5.1)$$

donde P es el número de pares de polos de la máquina. Así, por ejemplo, si se considera un motor de tres pares de polos ($P = 3$) que alcance una ω_{mech} máxima de 12.000 rpm, la velocidad eléctrica ω_e máxima es tres veces superior a la mecánica. En este caso particular, dado que la relación de unidades de la frecuencia en rpm y en Hz es de $1/60$, se puede extraer que la frecuencia eléctrica, también conocida como frecuencia de la onda moduladora o frecuencia fundamental (f_m), es de 600 Hz. En este sentido, considerando que una velocidad de rotación típica para una máquina eléctrica empleada en los vehículos eléctricos actuales está en torno a las 12.000 rpm, en esta tesis se han seleccionado valores de f_m inferiores a 600 Hz para realizar las simulaciones (tabla 5.1)¹. Además, hay que tener en cuenta que, si los dispositivos semiconductores del convertidor conmutan a bajas frecuencias, un aumento en la frecuencia eléctrica de la máquina produce mayor distorsión armónica. Por ello, la tendencia de los motores es aumentar su velocidad de rotación y, en consonancia con ello, la frecuencia de conmutación de los dispositivos también se debe aumentar para evitar estos problemas. La relación entre la frecuencia de conmutación del convertidor y la frecuencia eléctrica de la máquina, denominada índice de modulación en frecuencia (M_f), se define como:

$$M_f = \frac{f_{sw}}{f_m}, \quad (5.2)$$

donde f_{sw} representa la frecuencia de la onda portadora, la cual determina la frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores. La tabla 5.1 muestra, a modo de resumen, la relación entre todos los parámetros descritos con anterioridad para distintos valores de f_m y f_{sw} . Además, teniendo en cuenta lo expuesto, y en consonancia con los datos de la tabla, en esta tesis se han considerado únicamente valores de M_f entre 25 y 300.

En lo que respecta al par electromagnético de la máquina (T_{em}), éste tiene relación directa con la amplitud de las tensiones y las corrientes a las que trabaja. Los valores típicos de par de los motores de los turismos comerciales rondan, por lo general, los 150-400 Nm, pero alcanzan cifras más altas en vehículos deportivos. Por ejemplo, el Porsche Taycan, que tiene dos motores eléctricos, genera un par combinado de 900 Nm [18, 19]. Estas cifras se traducen en que el convertidor de potencia deba generar corrientes del orden de centenares de amperios y tensiones

¹Hay que considerar que actualmente existen varios vehículos que emplean motores con velocidades superiores a las 12.000 rpm, aunque no es lo más habitual.

Tabla 5.1: Ejemplos numéricos de la relación entre frecuencia eléctrica y mecánica de la máquina eléctrica, la frecuencia de conmutación del convertidor y el índice de modulación en frecuencia asociado.

P	ω_{mech}	ω_{mech}	f_{mech}	f_m	M_f ($f_{\text{sw}} = 5 \text{ kHz}$)	M_f ($f_{\text{sw}} = 10 \text{ kHz}$)	M_f ($f_{\text{sw}} = 15 \text{ kHz}$)
-	[rpm]	[rad/s]	[Hz]	[Hz]	-	-	-
3	1.000	104,72	16,67	50	100	200	300
3	2.000	209,44	33,33	100	50	100	150
3	4.000	418,88	66,67	200	25	50	75
3	10.000	1.047,20	166,67	500	10	20	30
3	12.000	1.256,64	200	600	8,33	16,67	25
3	16.000	1.675,52	266,67	800	6,25	12,5	18,75

con valores de entre 600-1.200 V [20, 69]. Teniendo en cuenta estas características, y para poder seleccionar adecuadamente las amplitudes y formas de onda de las tensiones y corrientes que vaya a sintetizar el convertidor de potencia, se deben considerar, además de otros, tres parámetros principales:

1. El índice de modulación en amplitud (M_a). Cuando este parámetro crece, el convertidor sintetiza ondas de tensión de mayor amplitud. En el caso del motor eléctrico, este parámetro sirve, principalmente, para compensar la fuerza contra-electromotriz y, por otro lado, un pequeño porcentaje de M_a (prácticamente despreciable en función del punto de operación de la máquina) para generar más o menos par². En este capítulo de tesis se deja a un lado la influencia de M_a en el motor eléctrico y, únicamente, se considera su influencia en el convertidor de potencia. Para ello, el parámetro M_a se ha introducido previamente en la sección 2.2.2, y viene dado por (2.7). Además, se ha tomado como referencia el rango lineal máximo de la técnica SV-PWM de un VSI estándar (dos niveles y tres fases), donde $M_a = |\mathbf{V}_{ref}|/(V_{DC}/\sqrt{3})$, de forma que $M_a \in [0, 1]$. Este valor de referencia permite hacer una comparativa con otras técnicas de modulación en dicho rango lineal.
2. La tensión nominal de la batería (V_{DC}). Nuevamente, cuanto mayor sea este parámetro mayor será la tensión que se puede aplicar al motor. En este capítulo, la batería ha sido modelada como una fuente de tensión DC de 320 V (valor típico de la tensión nominal de las baterías de los vehículos eléctricos; tablas 1.1 y 1.2).
3. Los valores de resistencia (R_{load}) e inductancia (L_{load}) que modelan el comportamiento de la máquina. Estos parámetros también tienen relación

²Por ejemplo, en aquellas ocasiones en las que el motor está trabajando en la región de par constante, aunque la tensión aumente debido a un incremento de M_a , la corriente no tiene por qué aumentar debido a la fuerza contra-electromotriz de la máquina.

Tabla 5.2: Principales parámetros utilizados para simular los convertidores de potencia y las técnicas de modulación analizadas.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
<i>Parámetros nominales del convertidor de potencia</i>			
Frecuencia fundamental	f_m	50	Hz
Frecuencia de conmutación	f_{sw}	10	kHz
Índice de modulación en frecuencia	M_f	200	-
Índice de modulación en amplitud	M_a	0,6	-
Tensión nominal de la batería	V_{DC}	320	V
Capacidad del condensador del bus DC	C_{DC}	700	μF
Resistencia de la carga (por fase)	R_{load}	3	Ω
Inductancia de la carga (por fase)	L_{load}	1	mH
<i>Parámetros generales del IGBT de Si AUIRGPS4067D1 (IR)^(a)</i>			
Corriente nominal	$I_{C,nom}$	120	A
Tensión máxima de bloqueo	$V_{CES,max}$	600	V
Tensión colector-emisor (típica)	$V_{CE,on}$	1,7	V
Pérdidas de encendido del IGBT (típicas)	E_{ON}	8,2	mJ
Pérdidas de apagado del IGBT (típicas)	E_{OFF}	2,9	mJ
Pérdidas de apagado del diodo (típicas)	E_{REC}	2,4	mJ
Temperatura de unión admisible	T_{vj}	-55 to +175	$^{\circ}C$
<i>Parámetros generales del MOSFET de SiC SCTW100N65G2AG (STMicroelectronics)^(a)</i>			
Corriente nominal	$I_{D,nom}$	100	A
Tensión máxima de bloqueo	$V_{DS,max}$	650	V
Tensión drenador-surtidor (típica)	$V_{DS,on}$	2,8	V
Pérdidas de encendido del MOSFET (típicas)	E_{ON}	0,5	mJ
Pérdidas de apagado del MOSFET (típicas)	E_{OFF}	0,5	mJ
Temperatura de unión admisible	T_j	-55 to +200	$^{\circ}C$

Notas de la tabla:

^(a) Aunque aquí se indican los parámetros más destacados del dispositivo, los fabricantes también proporcionan curvas para todo su rango de operación, las cuales se han utilizado para modelar los semiconductores de potencia (ver anexo B).

directa con las formas de onda de la tensión y la corriente que demanda la carga. Una mayor resistencia de carga limita el paso de la corriente en la carga, lo que deriva en señales de corriente de menor amplitud. Asimismo, una mayor inductancia de carga suaviza la di/dt , haciendo que la corriente en la carga tenga variaciones más suaves. Para la comparativa de convertidores y técnicas de modulación realizada, los valores que se han seleccionado son $R_{load}=3 \Omega$ y $L_{load}=1 mH$. De esta forma, se puede limitar la corriente a valores que toleren los dispositivos seleccionados para las simulaciones y obtener, al mismo tiempo, curvas de corriente cercanas a las obtenidas en condiciones de operación reales, emulando la influencia de la fuerza contra-electromotriz.

La tabla 5.2 muestra, a modo de resumen, los valores de los parámetros em-

pleados para simular el convertidor de potencia. Hay que tener en cuenta que, salvo que no se indique lo contrario, los resultados obtenidos en este capítulo se han conseguido a partir de los datos de dicha tabla. Además, en la misma tabla se muestran las principales características de los semiconductores de potencia que se han modelado para llevar a cabo las simulaciones. Por otro lado, en el anexo B se explica como se modelan las pérdidas de potencia de los dispositivos semiconductores. Aunque en este capítulo se comparan varios semiconductores de potencia, conviene recordar que el objetivo no reside en la tecnología del dispositivo semiconductor, sino, más bien, en la topología de convertidor y la técnica de modulación empleada. Para ello, las principales características evaluadas durante las simulaciones son, además de otras, el rizado de la tensión y la corriente en el bus DC, la distorsión armónica (THD_i) y el rizado de la corriente en la carga, las pérdidas de potencia y la reducción de la tensión de modo común (CMV).

Considerando todo lo anterior, el presente capítulo se estructura de la siguiente forma. En primer lugar, en la sección 5.2 se describe y se caracteriza, mediante simulación, el convertidor ZVR-D2 propuesto. A continuación, en la sección 5.3 se analiza la aplicación de diversas técnicas de modulación sobre dicha topología para identificar cual es la que ofrece mejores prestaciones en términos generales y, de esa forma, proponer nuevas técnicas de modulación que puedan proporcionar los mejores resultados. Más tarde, y una vez analizada en detalle la topología propuesta, en la sección 5.4 se realizan diversas comparativas en puntos estáticos de operación en lazo abierto. De este modo, se puede evaluar el funcionamiento del convertidor propuesto frente a otras alternativas de convertidor y modulación que se proponen en la literatura científica. Finalmente, la sección 5.5 expone las conclusiones más relevantes obtenidas.

5.2 Descripción y caracterización del convertidor ZVR-D2 propuesto

Antes de evaluar el convertidor ZVR-D2 mediante simulaciones, conviene hacer una descripción teórica de su funcionamiento para, posteriormente, poder interpretar correctamente los resultados. Dicha descripción se detalla a continuación.

5.2.1 Descripción teórica

La topología ZVR-D2 está formada por un VSI convencional (dos niveles y tres fases) al que se le añaden elementos adicionales para reducir la CMV (figura 5.1). Concretamente, éste incorpora, además de la estructura del inversor trifásico convencional, dos dispositivos activos adicionales (SW_X y SW_Y) que se conectan

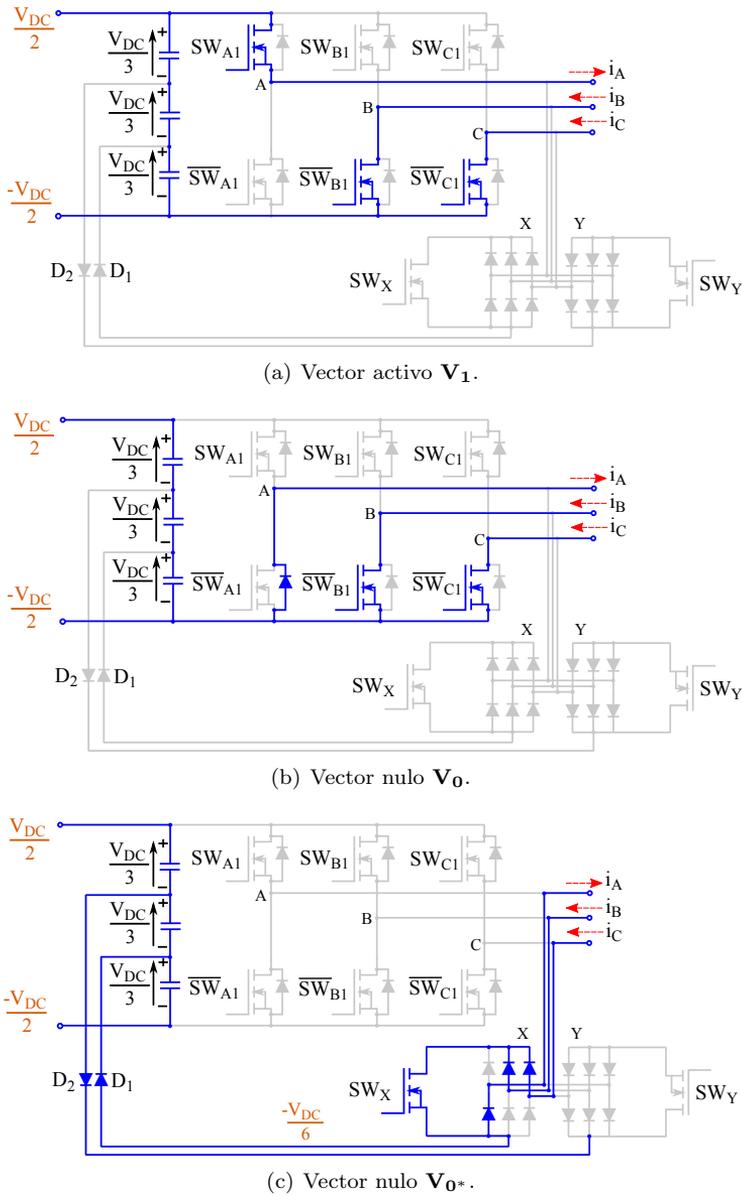


Figura 5.1: Circulación de la corriente durante la aplicación de algunos vectores activos y nulos en la topología ZVR-D2.

Tabla 5.3: Vectores de tensión, estados de conmutación y niveles de CMV para las topologías VSI y ZVR-D2.

Topología	Vector de tensión	Estados de conmutación ^(a)	$\frac{v_{A0}}{V_{DC}}$	$\frac{v_{B0}}{V_{DC}}$	$\frac{v_{C0}}{V_{DC}}$	$\frac{v_{CM}}{V_{DC}}$
VSI	\mathbf{V}_1	100 011	1/2	-1/2	-1/2	-1/6
	\mathbf{V}_2	110 001	1/2	1/2	-1/2	1/6
	\mathbf{V}_3	010 101	-1/2	1/2	-1/2	-1/6
	\mathbf{V}_4	011 100	-1/2	1/2	1/2	1/6
	\mathbf{V}_5	001 110	-1/2	-1/2	1/2	-1/6
	\mathbf{V}_6	101 010	1/2	-1/2	1/2	1/6
	\mathbf{V}_0	000 111	-1/2	-1/2	-1/2	-1/2
	\mathbf{V}_7	111 000	1/2	1/2	1/2	1/2
ZVR-D2	\mathbf{V}_1	100 011 00	1/2	-1/2	-1/2	-1/6
	\mathbf{V}_2	110 001 00	1/2	1/2	-1/2	1/6
	\mathbf{V}_3	010 101 00	-1/2	1/2	-1/2	-1/6
	\mathbf{V}_4	011 100 00	-1/2	1/2	1/2	1/6
	\mathbf{V}_5	001 110 00	-1/2	-1/2	1/2	-1/6
	\mathbf{V}_6	101 010 00	1/2	-1/2	1/2	1/6
	\mathbf{V}_0	000 111 00	-1/2	-1/2	-1/2	-1/2
	\mathbf{V}_7	111 000 00	1/2	1/2	1/2	1/2
	\mathbf{V}_{0^*}	000 000 10	-1/6	-1/6	-1/6	-1/6
	\mathbf{V}_{7^*}	000 000 01	1/6	1/6	1/6	1/6

Nota: (a) Las secuencias de ceros y unos de los estados de conmutación siguen el orden de interruptores: $\overline{SW}_{A1}\text{-}\overline{SW}_{B1}\text{-}\overline{SW}_{C1}$ $\overline{SW}_{A1}\text{-}\overline{SW}_{B1}\text{-}\overline{SW}_{C1}$ $\overline{SW}_X\text{-}\overline{SW}_Y$.

a la carga AC por medio de sendos puentes rectificadores de diodos que actúan como dispositivos de desacoplamiento AC durante la aplicación de los vectores nulos. Además, se incorpora un divisor capacitivo equilibrado en el bus DC del inversor, de modo que la tensión de cada condensador es $V_{DC}/3$. Por lo tanto, si se añaden dos diodos (D_1 y D_2) que conecten los dos puntos intermedios del divisor capacitivo con los puentes rectificadores y los dispositivos activos adicionales (\overline{SW}_X o \overline{SW}_Y), se pueden fijar los puntos de tensión intermedios del bus DC sobre dichos semiconductores (figura 5.1). En este sentido, si se considera como la referencia de tensión el punto medio del bus DC, los valores de tensión que fija el divisor capacitivo son $V_{DC}/6$ y $-V_{DC}/6$, respectivamente.

En lo que respecta a los estados de conmutación del inversor, la topología ZVR-D2 tiene el mismo número de estados (o vectores disponibles) que el convertidor VSI convencional, es decir, 8. La tabla 5.3 resume los valores normalizados de la tensión en cada fase y de la CMV (obtenidos a partir de (2.3)) en función de cada estado de conmutación, tanto para un inversor trifásico tradicional VSI, como para la topología ZVR-D2. En lo que al VSI respecta, la CMV varía entre $-V_{DC}/2$ y $V_{DC}/2$, con un incremento de $V_{DC}/3$ en cada transición entre estados de conmutación. En cambio, la topología ZVR-D2 tiene dos grados de libertad adi-

cionales debido a la incorporación de los dispositivos controlados SW_X y SW_Y (figura 5.1). Por ello, además de poder funcionar del mismo modo que la topología VSI (manteniendo apagados los semiconductores SW_X y SW_Y), esta topología permite operar en un modo de funcionamiento adicional en el que, durante la aplicación de vectores nulos, se apagan los seis transistores del inversor (VSI) y se controlan los dispositivos adicionales (SW_X y SW_Y) para reducir la CMV (tabla 5.3). Este modo de funcionamiento, que utiliza los vectores nulos adicionales \mathbf{V}_{0^*} y \mathbf{V}_{7^*} , se representa de aquí en adelante mediante el símbolo \textcircled{m} .

Gracias al modo de funcionamiento \textcircled{m} , en función de la técnica de modulación empleada en el convertidor de potencia propuesto, la forma de onda de la CMV puede tener únicamente los valores $V_{DC}/6$ y $-V_{DC}/6$, equivalentes a la aplicación de los vectores impares y pares del VSI, respectivamente (tabla 5.3). Esto es posible ya que, durante la aplicación del vector nulo \mathbf{V}_{0^*} , el diodo D_1 fija la tensión al valor $-V_{DC}/6$ del bus DC (figura 5.1(c)), en lugar de fijarla a $-V_{DC}/2$ (tal y como ocurre al aplicar un vector nulo “tradicional”, figura 5.1(b)). Lo mismo ocurre con el vector nulo \mathbf{V}_{7^*} que, mediante el diodo D_2 , fija el valor de la CMV a $V_{DC}/6$, en lugar de hacerlo a $V_{DC}/2$. Sin embargo, esto únicamente es posible si se apagan simultáneamente todos los semiconductores de potencia de la parte del inversor. De lo contrario, aunque se activen los dispositivos SW_X y SW_Y , los puentes rectificadores fijan su tensión a partir de la proporcionada por la parte del inversor (en lugar de hacerlo mediante los diodos D_1 y D_2). En tal caso, el funcionamiento teórico de la topología ZVR-D2 es idéntico al de un VSI convencional (obteniéndose las mismas prestaciones en términos de eficiencia, CMV, etc.).

Considerando el funcionamiento teórico de este convertidor, es interesante analizar las prestaciones de éste de una forma detallada. Para ello, a continuación se lleva a cabo un análisis de la distribución de las corrientes y tensiones, el reparto de las pérdidas de potencia y las temperaturas que alcanzan los semiconductores de potencia. Dicho análisis se ha llevado a cabo mediante la herramienta MATLAB/Simulink y permite comparar el funcionamiento del convertidor propuesto con el del VSI tradicional.

5.2.2 Caracterización mediante simulación en MATLAB-Simulink

5.2.2.1 Distribución de las corrientes y tensiones

Cuando se trabaja únicamente con el convertidor VSI, la circulación de la corriente de la carga en cada fase tiene lugar entre el *switch* superior e inferior de cada rama. Cuando la corriente en dicha fase es positiva, ésta circula o bien por

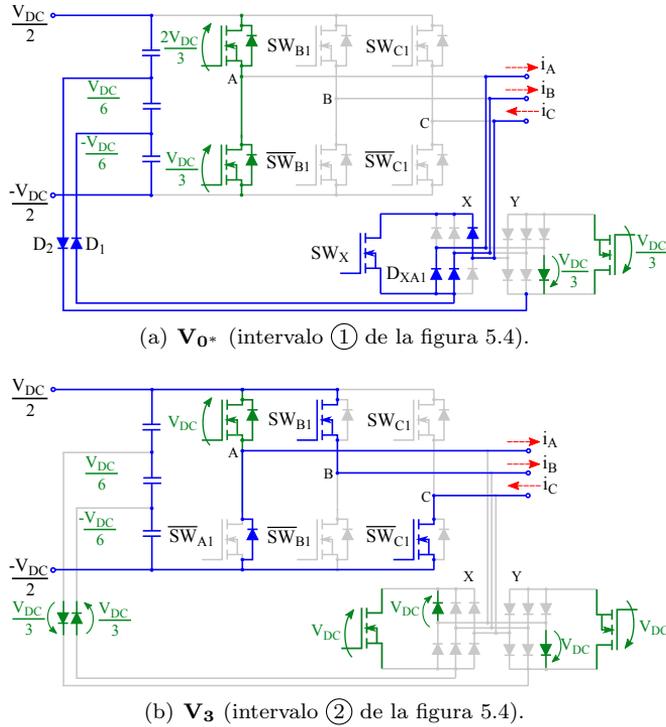


Figura 5.2: Representación de las corrientes y tensiones de los dispositivos conectados a la fase A del convertidor ZVR-D2 durante la aplicación de los vectores V_0^* y V_3 .

el IGBT o MOSFET (en función de la tecnología de semiconductor elegida) del *switch* superior, o bien por el diodo del *switch* inferior, y viceversa. La topología ZVR-D2 también puede funcionar de esta forma cuando se utilizan los estados de conmutación o vectores convencionales. Sin embargo, como se viene diciendo, el convertidor ZVR-D2 proporciona grados de libertad adicionales que pueden ser explotados para, entre otras cuestiones, reducir la CMV.

Con el propósito de analizar la distribución de corrientes y tensiones del ZVR-D2, las figuras 5.2 y 5.3 muestran los estados de conmutación de los semiconductores de potencia de dicho convertidor durante el intervalo de conmutación del sector 2 de la modulación SV-PWM, donde la secuencia de vectores aplicada es $V_0^* V_3 V_2 V_7^* V_2 V_3 V_0^*$. A su vez, la figura 5.4 muestra un ejemplo de las formas de onda de la tensión y la corriente entre los dispositivos conectados a la fase A de la topología ZVR-D2 durante esta secuencia de vectores. Dichos perfi-

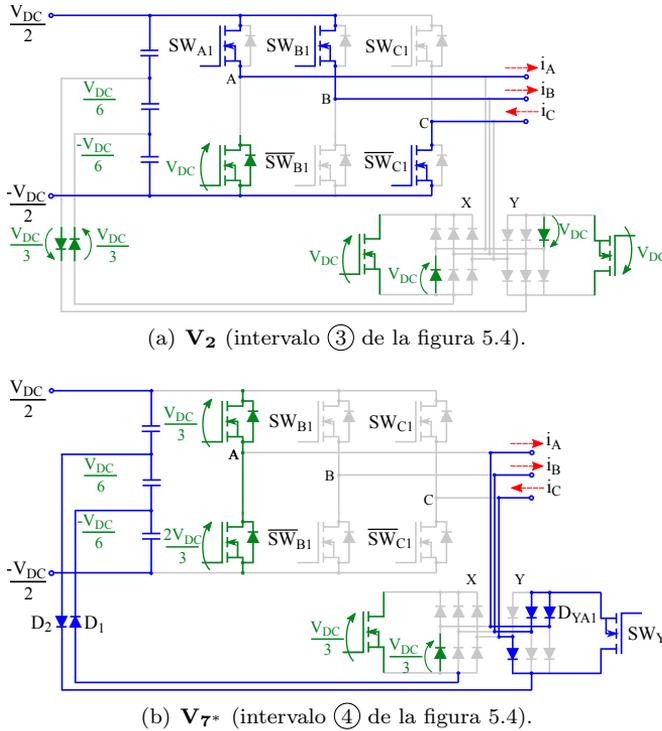
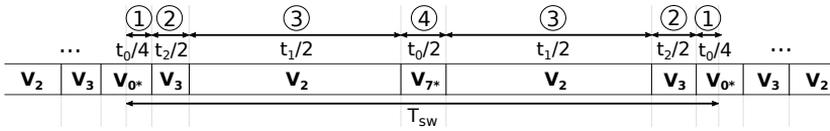


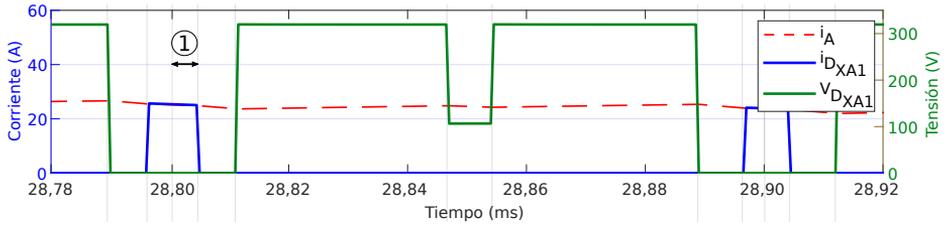
Figura 5.3: Representación de las corrientes y tensiones de los dispositivos conectados a la fase A del convertidor ZVR-D2 durante la aplicación de los vectores V_2 y V_{7^*} .

los de tensión y de corriente han sido obtenidos utilizando los parámetros de la tabla 5.2, distribuyendo la capacidad de $700 \mu\text{F}$ a partes iguales entre los tres condensadores del bus DC. A través de estas figuras se puede ver cómo, al aplicar el vector nulo V_{0^+} (figura 5.2(a)), la corriente circula por el SW_X y los diodos del puente rectificador X (D_{XA1} en la fase A). A continuación, durante la aplicación del vector activo V_3 (figura 5.2(b)), la corriente circula por el diodo del \overline{SW}_{A1} . Posteriormente, se aplica el vector activo V_2 (figura 5.3(a)), donde la corriente circula por el transistor del SW_{A1} . Finalmente, cuando se aplica el vector nulo V_{7^*} (figura 5.3(b)), la corriente circula por el dispositivo SW_Y y los diodos del puente rectificador Y (D_{YA1} para la fase A). En este caso, la secuencia se repite en espejo y periódicamente hasta un cambio de sector de la modulación.

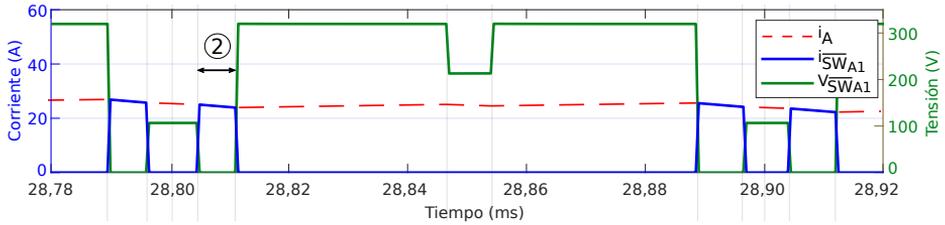
La clave del funcionamiento del convertidor ZVR-D2 durante estos estados reside en los interruptores de desacoplamiento y los diodos de *clamping* (figura 5.5). Los



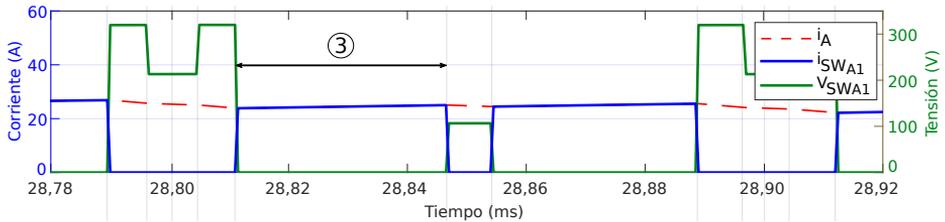
(a) Secuencia de vectores aplicada.



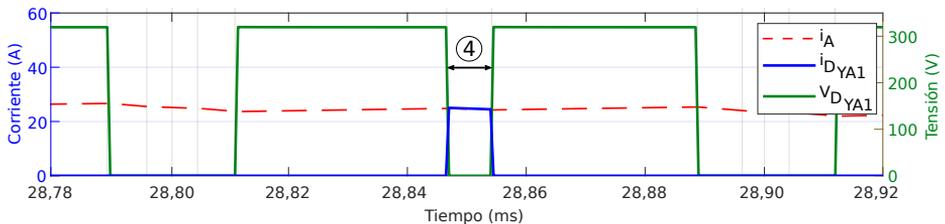
(b) Corriente y tensión del diodo 1 del puente rectificador X (figura 5.2(a)).



(c) Corriente y tensión del diodo del \overline{SW}_{A1} (figura 5.2(b)).

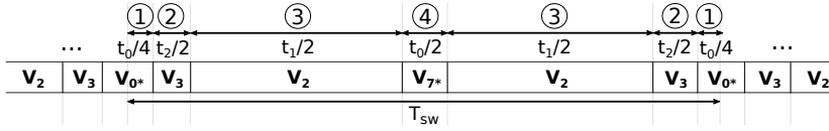


(d) Corriente y tensión del dispositivo activo del SW_{A1} (figura 5.3(a)).

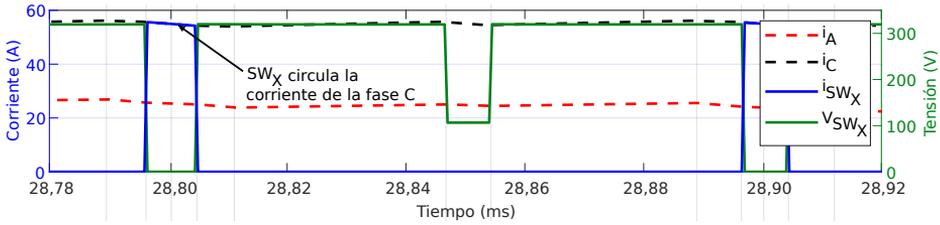


(e) Corriente y tensión del diodo 1 del puente rectificador Y (figura 5.3(b)).

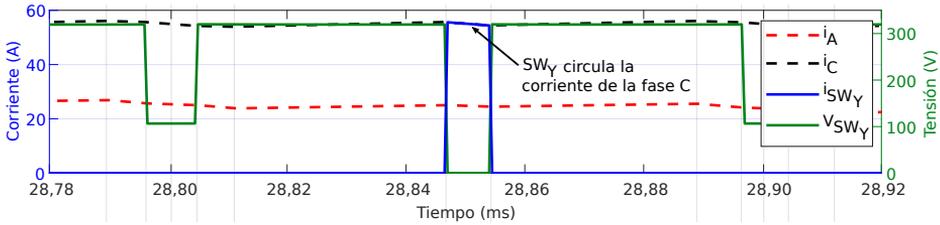
Figura 5.4: Corrientes y tensiones de los dispositivos conectados a la fase A del convertidor ZVR-D2 durante la aplicación de la secuencia de vectores del sector 2 de la técnica SV-PWM (línea discontinua roja - corriente fase A).



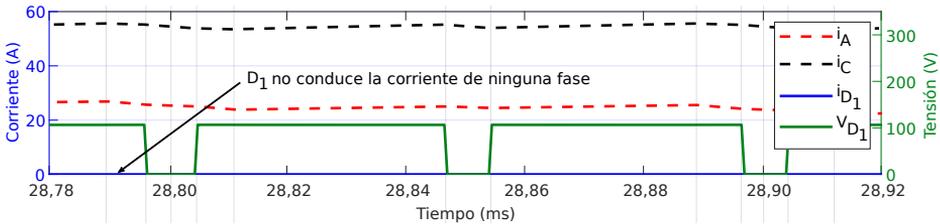
(a) Secuencia de vectores empleada.



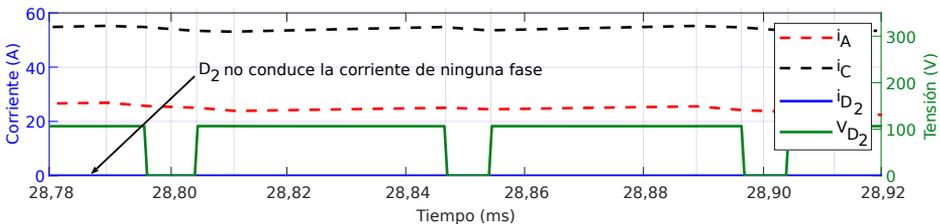
(b) Corriente y tensión del SW_X (figura 5.2(a)).



(c) Corriente y tensión del SW_Y (figura 5.3(b)).



(d) Corriente y tensión del D_1 .



(e) Corriente y tensión del D_2 .

Figura 5.5: Corrientes y tensiones de los *switches* de desacoplamiento y los diodos de *clamping* durante la aplicación de la secuencia de vectores del sector 2 de la técnica SV-PWM (línea discontinua roja - corriente fase A).

switches SW_X y SW_Y únicamente se activan durante la aplicación de los vectores nulos y, en estos intervalos, el *switch* correspondiente lleva la corriente de una de las fases, la cual equivale a la suma de las dos fases restantes. En el caso de las figuras 5.5(b) y 5.5(c), se observa cómo la corriente que circula por estos *switches* no corresponde a la de la fase A, sino a la de la fase C (suma de las fases A y B). Por su parte, los diodos de *clamping* D_1 y D_2 únicamente fijan la tensión a los *switches* de desacoplamiento durante los mismos vectores nulos. El resto del tiempo, estos diodos bloquean la tensión $V_{DC}/3$. Además, al estar en antiserie con los diodos de los puentes rectificadores, se impide el paso de la corriente por estos dispositivos (figuras 5.5(d)-5.5(e)).

5.2.2.2 Distribución de las pérdidas de potencia

Las pérdidas de potencia del convertidor dependen principalmente de las características del semiconductor empleado, diferenciándose, además, entre conducción y conmutación. Por lo tanto, dado que en función del dispositivo utilizado las pérdidas de potencia serán mayores o menores, para llevar a cabo el análisis comparativo descrito en este capítulo se han seleccionado como semiconductores de referencia el IGBT de silicio AUIRGPS4067D1 de International Rectifier y el MOSFET de carburo de silicio SCTW100N65G2AG de STMicroelectronics, en adelante denominados como AUIR y SCT, respectivamente. El motivo de seleccionar estos semiconductores de potencia para realizar las simulaciones es que los dispositivos que utilizan los vehículos Model S o Model 3 de Tesla en sus inversores (capítulo 1) se basan en estas tecnologías. Además, ambos semiconductores están certificados para la industria de la automoción, lo cual hace que este análisis sea realista y adquiera relevancia. La diferencia entre ambos semiconductores es que el dispositivo AUIR es un IGBT de silicio con un diodo en antiparalelo también de silicio, mientras que el dispositivo SCT es un MOSFET con un *body diode* intrínseco en antiparalelo, ambos de carburo de silicio. Las principales características del AUIR y el SCT se muestran en la tabla 5.2. Del mismo modo, conviene recordar que el procedimiento seguido para modelar los dispositivos se detalla en el anexo B.

Analizando la información proporcionada por los fabricantes en sus *datasheets*, en general, y para un mismo punto de operación, el AUIR presenta menores pérdidas de conducción debido a la menor caída de tensión en conducción. Por el contrario, el SCT tiene pérdidas de conmutación muy reducidas en comparación con el AUIR (tabla 5.2), como ocurre en prácticamente todos los dispositivos de carburo de silicio frente a la tecnología de silicio. Dichas características se reflejan en las pérdidas de potencia de los convertidores VSI y ZVR-D2.

Para comparar las diferencias entre ambos convertidores, la figura 5.6 muestra

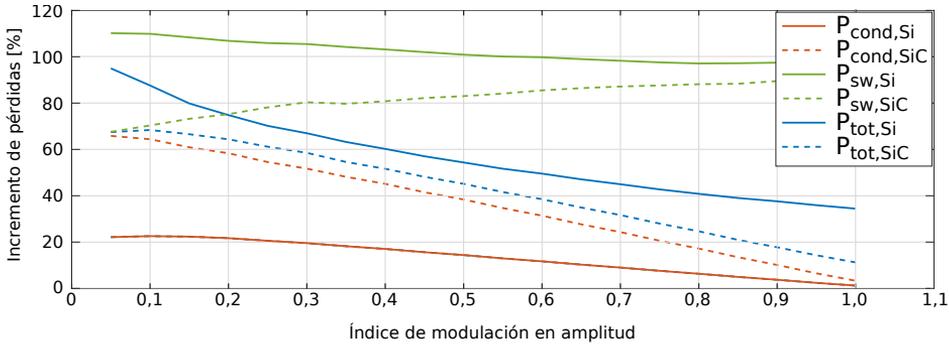


Figura 5.6: Incremento de las pérdidas de potencia de conducción, conmutación y totales cuando se compara el convertidor ZVR-D2 con el VSI convencional.

el incremento de pérdidas (en conducción, conmutación y totales) que tiene el convertidor ZVR-D2 respecto al VSI, tanto con el dispositivo AUIR como con el SCT, y en función del índice de modulación. Por otro lado, la tabla 5.4 muestra, detalladamente, la distribución de pérdidas en cada semiconductor de potencia para ambos convertidores. A partir de los datos obtenidos, se extraen las siguientes conclusiones.

1. En términos generales, y para las dos tecnologías de dispositivos semiconductores, al reducir la CMV existe un incremento de pérdidas en el convertidor ZVR-D2 respecto al convertidor VSI, tanto para las pérdidas de conducción, como para las de conmutación (figura 5.6). Sin embargo, las pérdidas del dispositivo SCT tienen un incremento menor. Por ejemplo, para el punto de operación $M_a = 0,9$, si se utilizan semiconductores de potencia AUIR, las pérdidas totales del convertidor se incrementan de 198 W a 278 W cuando se cambia del VSI al ZVR-D2 (tabla 5.4), lo que representa, aproximadamente, un incremento del 40 % en las pérdidas. En cambio, si se utilizan dispositivos SCT, esta variación apenas representa un 18 % (de 114 W a 134 W).
2. En el caso de las pérdidas de conducción, en ambos convertidores, y para índices de modulación en amplitud elevados (lo cual corresponde al régimen de operación predominante en los vehículos eléctricos), el incremento de pérdidas en conducción es más pequeño, debido a que los tiempos de aplicación de los vectores nulos son menores. En el caso particular del convertidor ZVR-D2, el empleo de valores elevados de M_a hace que los dispositivos adicionales entren menos en conducción y, por lo tanto, el incremento de pérdidas de conducción entre ambos convertidores se reduce a

Tabla 5.4: Distribución de pérdidas por dispositivo en función del modelo de pérdidas del dispositivo en las topologías VSI y ZVR-D2.

Modelo de Pérdidas	Topología	Dispositivo	Distribución de pérdidas				Pérdidas Totales [W]	Porcentaje cond. sw.	
			P_{cond_Q} [W]	P_{cond_D} [W]	P_{sw_Q} [W]	P_{sw_D} [W]		[%]	[%]
AUR	VSI	SW_{x1}	20,32	0,81	8,80	3,15	198,48	63,87	36,13
		SW_x	-	-	-	-	-	-	-
		D_{xi}	-	-	-	-	-	-	-
		D_i	-	-	-	-	-	-	-
		TOTALES:	121,89	4,87	52,81	18,91	198,48	63,87	36,13
	ZVR-D2	SW_{x1}	18,71	0,15	7,72	1,23	166,85	67,82	32,18
		SW_x	5,19	-	27,09	-	64,55	16,07	83,93
		D_{xi}	-	0,66	-	3,23	46,70	16,93	83,07
		D_i	-	0,00	-	0,00	0,00	-	-
		TOTALES:	122,63	8,82	100,49	46,17	278,09	47,27	52,73
ST	VSI	SW_{x1}	15,46	1,69	1,83	0,00	113,89	90,37	9,63
		SW_x	-	-	-	-	-	-	-
		D_{xi}	-	-	-	-	-	-	-
		D_i	-	-	-	-	-	-	-
		TOTALES:	92,77	10,16	10,97	0,00	113,89	90,37	9,63
	ZVR-D2	SW_{x1}	14,23	0,21	1,62	0,00	96,34	89,92	10,08
		SW_x	4,38	-	5,51	-	19,78	44,24	55,76
		D_{xi}	-	1,48	-	0,00	17,79	100,00	0,00
		D_i	-	0,00	-	0,00	0,00	-	-
		TOTALES:	94,15	19,03	20,74	0,00	133,91	84,51	15,49

Notas de la tabla:

Las pérdidas en cada tipo de dispositivo se distribuyen de manera equitativa, es decir, el SW_{A1} , \overline{SW}_{A1} o SW_{B1} , por nombrar algunos, tienen pérdidas de potencia similares. Considerando esto, los dispositivos se agrupan como:

- SW_{x1} : representa cada *switch* 1 y su complementario de la fase x, siendo $x=\{A, B, C\}$.
- SW_x : representa cada *switch* x de desacoplamiento AC, siendo $x=\{X, Y\}$.
- D_{xi} : representa cada diodo de los puentes, siendo $x=\{X, Y\}$ e $i=\{A1, A2, B1, B2, C1, C2\}$.
- D_i : representa los dos diodos de *clamping*, siendo éstos D_1 y D_2 , respectivamente.

medida que aumenta M_a (figura 5.6). Por otro lado, cuando se trabaja en el modo \textcircled{m} (utilizando los dispositivos del hardware adicional), la topología ZVR-D2 tiene como desventaja que la corriente circula por cuatro semiconductores en lugar de tres (como ocurría en el VSI). Esto hace que las pérdidas de conducción aumenten, incluso cuando sean los diodos quienes lleven la corriente (los cuales, por lo general, suelen tener menores pérdidas de conducción). Sin embargo, si se utiliza el ZVR-D2 en lugar del VSI, las pérdidas de conducción no suponen un incremento considerable a lo largo de todo el rango lineal de la modulación cuando se emplean los dispositivos SCT (aproximadamente un 22%, como peor caso, para un $M_a = 0, 1$; figura 5.6).

3. En lo referente a las pérdidas de conmutación, hay que recordar que, durante la aplicación de los vectores nulos, se deben abrir todos los semiconductores de potencia de la parte del inversor y, al mismo tiempo, conmutar los co-

respondientes dispositivos del hardware adicional. Esto último incrementa las pérdidas de conmutación del convertidor ZVR-D2 frente al VSI convencional (figura 5.6, curvas verdes). Sin embargo, en valor absoluto, estas pérdidas no representan una gran cantidad, lo cual se puede ver con mayor detalle en los datos mostrados en la tabla 5.4. Por ejemplo, utilizando el semiconductor AUIR, las pérdidas de conmutación del convertidor ZVR-D2 se incrementan frente a las del VSI, aproximadamente, desde 72 W hasta 147 W (un incremento de 75 W). En cambio, si se emplea el semiconductor SCT de *SiC*, esta cifra se reduce aún más, desde 11 W hasta 21 W, es decir, tan solo un incremento de 10 W. A partir de estos datos se demuestra que, reemplazando los dispositivos AUIR por dispositivos SCT, se pueden reducir las pérdidas de conmutación, aproximadamente, en un 85 % (para ese punto de operación y utilizando la información proporcionada por los fabricantes en sus *datasheets*).

4. Por último, y en lo referente al reparto de las pérdidas de potencia entre los semiconductores, cuando se utilizan dispositivos AUIR, la contribución de pérdidas de potencia se reparte más equitativamente entre los regímenes de conducción y conmutación (un 64 % en conducción y 36 % en conmutación para el VSI, y un 47 % en conducción y 53 % en conmutación para el ZVR-D2; tabla 5.4). En cambio, si se utilizan dispositivos SCT, la mayor contribución de pérdidas corresponde al régimen de conducción (90 % para el VSI y 85 % para el ZVR-D2). Sin embargo, a pesar de que en el *SiC* el reparto no sea equitativo, la reducción de pérdidas es más significativa debido a las menores pérdidas de conmutación. Por otro lado, e independientemente del semiconductor de potencia empleado (ST o AUIR), las pérdidas totales en los dispositivos de la parte del inversor (SW_{x1}) se reducen de la topología VSI a la ZVR-D2, aproximadamente, en un 15 % (tabla 5.4). Esto es muy beneficioso en términos de fiabilidad, ya que una disipación de pérdidas menor hace que los semiconductores se calienten menos, extendiendo así su tiempo de vida. Además, las pérdidas totales de los dispositivos adicionales (SW_x) no superan las de los dispositivos del inversor (SW_{x1}), incluso aunque incrementen las pérdidas de conmutación.

A partir de estas conclusiones, dado que las pérdidas totales del convertidor se reducen considerablemente cuando se utilizan dispositivos SCT frente a los AUIR, se puede afirmar que, con la selección de un semiconductor de potencia más conveniente, podrían no existir excesivas diferencias, en términos de eficiencia, al cambiar de un VSI al convertidor ZVR-D2 propuesto. De hecho, si se elige un dispositivo con una caída de tensión en conducción menor que el SCT, los resultados podrían mejorarse. Por otro lado, el hecho de poder redistribuir las pérdidas entre los semiconductores, hace que cada uno de éstos se caliente menos, resultan-

do beneficioso en términos de fiabilidad. En este sentido, y para profundizar aun más en el análisis del convertidor, a continuación se analiza el comportamiento térmico de los dispositivos anteriormente descritos.

5.2.2.3 Comportamiento térmico de los dispositivos

En el anexo B se muestran en mayor detalle los conceptos que se han considerado para modelar térmicamente los dispositivos semiconductores. En el análisis que se expone a continuación, con el objetivo de comparar como difiere el calentamiento entre los dispositivos de la topología ZVR-D2, se ha seleccionado como semiconductor de referencia el SCT. En dicho análisis, se ha utilizado una temperatura de encapsulado constante $T_c = 80^\circ C$ para que, de esa forma, únicamente se aprecie la dinámica de temperatura de la unión de los dispositivos (T_j), sin tener en cuenta otros aspectos externos como el *coldplate*.

Cuando se compara la temperatura de los semiconductores de potencia de un VSI con los equivalentes en el ZVR-D2, los resultados son muy similares. Sin embargo, teniendo en cuenta que los dispositivos adicionales funcionan únicamente durante la aplicación de los vectores nulos, éstos alcanzan una temperatura menor que el resto de interruptores. Esto se muestra en la figura 5.7, donde la temperatura del dispositivo SW_X es inferior a la del MOSFET del SW_{A1} . Análogamente, el dispositivo SW_Y se comporta de una forma similar al SW_X , y el resto de MOSFETs de la parte del inversor también tienen una curva semejante a la del MOSFET del dispositivo SW_{A1} . Además, se puede ver que los MOSFETs que componen el inversor VSI tradicional tienen mayores variaciones de temperatura que los semiconductores SW_X y SW_Y . Por su parte, los diodos alcanzan temperaturas más bajas que los MOSFETs y, además, los diodos del VSI apenas tienen variaciones en su temperatura (permanecen prácticamente constantes en $T_c = 80^\circ C$).

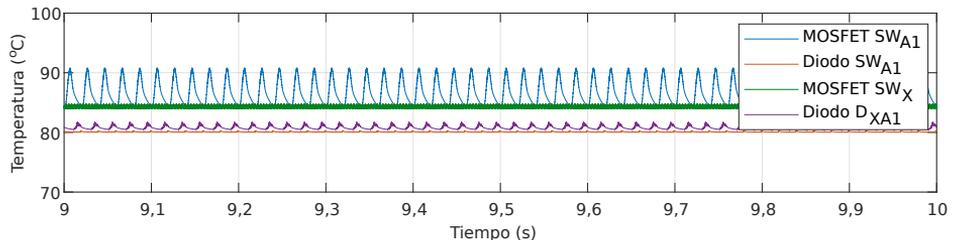


Figura 5.7: Dinámica de la temperatura de los distintos tipos de dispositivos que incorpora el convertidor ZVR-D2.

5.3 Influencia de la técnica de modulación seleccionada en el convertidor ZVR-D2 propuesto

Con todos los datos anteriores se demuestra que, en lo referente al calentamiento de los dispositivos, añadir hardware adicional al VSI no resulta perjudicial, sino ventajoso. Sin embargo, todos los resultados, tanto en términos de corrientes y tensiones, como en pérdidas de potencia o temperatura, se han analizado únicamente para una misma técnica de modulación. Por lo tanto, es interesante realizar otra serie de simulaciones que permitan comparar y cuantificar las ventajas y desventajas de una técnica de modulación frente a otras. Para ello, se ha elegido el dispositivo SCT como semiconductor de referencia, ya que, en términos generales, permite obtener las mejores prestaciones en el convertidor de potencia ZVR-D2.

5.3.1 Evaluación de técnicas de modulación en puntos de operación estáticos

Para evaluar la influencia de una determinada técnica de modulación en la topología ZVR-D2, además de la técnica SV-PWM, se han considerado las técnicas D-PWM, MD-PWM, AZS-PWM, NS-PWM, RS-PWM y CCMV-PWM, revisadas en el capítulo 4. Como punto de partida, la tabla 5.5 muestra el aprovechamiento del rango lineal para todas estas técnicas de modulación si se escalan respecto a la técnica S-PWM o SV-PWM. En esta tesis se ha tomado como referencia la técnica SV-PWM para que $M_a \in [0, 1]$. Por otro lado, la tabla 5.6 resume los resultados obtenidos en el punto de operación definido en la tabla 5.2 cuando se

Tabla 5.5: Rangos lineales de las distintas técnicas de modulación analizadas en función de si se escalan respecto a S-PWM o SV-PWM.

Técnica de modulación	Vector de referencia máximo	Rango lineal aprovechable (escala S-PWM)		Rango lineal aprovechable (escala SV-PWM)	
		Valor	[%]	Valor	[%]
S-PWM	$V_{DC}/2$	1	100	$\sqrt{3}/2$	86,6
SV-PWM	$V_{DC}/\sqrt{3}$	$2/\sqrt{3}$	115,47	1	100
D-PWM	$V_{DC}/\sqrt{3}$	$2/\sqrt{3}$	115,47	1	100
MD-PWM	$V_{DC}/\sqrt{3}$	$2/\sqrt{3}$	115,47	1	100
AZS-PWM	$V_{DC}/\sqrt{3}$	$2/\sqrt{3}$	115,47	1	100
RS-PWM ^(a)	$V_{DC}/3$	$2/3$	66,67	$\sqrt{3}/3$	57,74
NS-PWM	$V_{DC}/\sqrt{3}$	$2/\sqrt{3} - 4\sqrt{3}/9$	38,49	$1 - 2/3$	33,33
CCMV-PWM	$V_{DC}/3$	$2/3$	66,67	$\sqrt{3}/3$	57,74

Notas de la tabla:

^(a) RS-PWM tiene un vector de referencia mínimo de $2\sqrt{3}V_{DC}/9$.

Tabla 5.6: Resumen de los resultados obtenidos para la topología ZVR-D2 con varias técnicas de modulación para $M_a = 0,6$.

Modulación	RL -	Δv_{DC} [V _{pp}]	Δi_{DC} [A _{rms}]	Δi_{out} [A _{pp}]	THD _i [%]	η [%]	$v_{CM_{form}}$ -
SV-PWM	0-1	0,37	11,81	3,74	2,43	99,10	0,64
SV-PWM (m)	0-1	0,37	11,81	3,74	2,43	98,76	0,31
D-PWM	0-1	0,42	8,61	5,37	4,20	99,16	0,50
D-PWM (m)	0-1	0,42	8,61	5,37	4,20	98,86	0,31
MD-PWM	0-1	0,42	8,61	5,37	4,20	99,14	0,60
MD-PWM (m)	0-1	0,42	8,61	5,37	4,20	98,86	0,35
AZS-PWM	0-1	0,58	12,21	8,49	7,09	99,10	0,39
RS-PWM ^(b)	0-0,57	0,58	11,34	8,49	6,76	99,09	0,12
NS-PWM ^(a)	0,67-1	0,43	5,78	8,44	7,43	99,17	0,35
CCMV-PWM ^(b)	0-0,57	0,50	7,81	9,92	6,72	99,15	0,45
CCMV-PWM (m) ^(b)	0-0,57	0,50	7,81	9,92	6,72	99,00	0,12

Notas de la tabla:

^(a) Los resultados se obtienen con el convertidor entrando ligeramente en sobremodulación, ya que el índice de modulación de 0,6 es menor que 0,67.

^(b) Los resultados se obtienen con el convertidor entrando ligeramente en sobremodulación, ya que el índice de modulación de 0,6 es mayor que 0,57.

utilizan cada una de estas estrategias de modulación. Concretamente, se muestran los resultados de varias variables (CMV, rizado de tensión y corriente, etc.) que definen la calidad de una modulación frente a las demás. A continuación, se explica detalladamente la influencia de todas ellas.

5.3.1.1 Rizado de la tensión y la corriente del bus DC

Como se ha mencionado previamente (capítulo 1), en cualquier inversor controlado por alguna técnica PWM se requiere uno o varios condensadores para estabilizar y filtrar la tensión del bus DC. En este sentido, para elegir estos elementos críticos se debe considerar cuál es el rizado máximo de tensión y de corriente que éstos pueden tolerar. Para ello, en [371] se ha realizado un estudio detallado de cómo afectan unas condiciones de operación determinadas (índice de modulación en amplitud (M_a), amplitud máxima de la corriente a la salida (I_0), etc.) en el rizado de la tensión y la corriente del condensador del bus DC para un convertidor VSI convencional controlado con la técnica de modulación SV-PWM. Tomando este trabajo como referencia, a continuación se compara el rizado de la corriente y la tensión para las técnicas de modulación seleccionadas a través de estos elementos reactivos tan relevantes.

En primer lugar, si se considera que las corrientes de carga están completamente

equilibradas y que la tensión de la fuente (V_{DC}) es estable (constante), se puede afirmar que el rizado de la tensión del bus DC (Δv_{DC}) depende, principalmente, de: (i) la posición del vector de referencia (que a su vez depende de la frecuencia de la señal de tensión fundamental ($\theta = 2\pi f_m t$)); (ii) el índice de modulación en amplitud (M_a); (iii) el ángulo del factor de potencia (φ); (iv) la amplitud de la corriente en la carga (I_0); (v) la frecuencia de conmutación de los semiconductores (f_{sw}); y (vi) la capacidad del condensador (C_{DC}) [371]. La dependencia de estas variables viene dada por:

$$\Delta v_{DC} = \frac{I_0}{C_{DC} f_{sw}} r_{pp}(M_a, \theta, \varphi), \quad (5.3)$$

siendo r_{pp} el rizado normalizado de la tensión del bus DC (sin la dependencia de I_0 , f_{sw} y C_{DC}) [371]. La relación con estos últimos parámetros es lineal, ya que a mayor I_0 mayor rizado de tensión en el condensador. Por el contrario, a mayor f_{sw} y C_{DC} menor es el rizado de tensión del condensador.

Si se simula el convertidor ZVR-D2 aplicando las distintas técnicas de modulación, se puede ver la influencia de cada técnica en Δv_{DC} (figura 5.8). Para ello, se ha utilizado un bus de $700 \mu F$ (constituido por tres condensadores en serie con la misma capacidad). En primer lugar, considerando que φ es fija, tal y como ocurre en el punto de operación de la tabla 5.2 ($R_{load}=3 \Omega$ y $L_{load}=1 mH$), se demuestra que, a mayor f_{sw} , menor es Δv_{DC} (figura 5.8(a)). Por el contrario, si M_a aumenta, mayor es Δv_{DC} (figura 5.8(b)). En segundo lugar, si φ es variable (es decir, si lo son R_{load} y L_{load}) y se mantienen constantes el resto de parámetros (por ejemplo, con $I_0 = 25 A$, $f_{sw} = 10 kHz$, $M_a = 0,4$ y $f_m = 50 Hz$) se puede ver que la dependencia de φ con Δv_{DC} no es tan significativa (figura 5.8(c)).

En lo que se refiere a la corriente que entra al inversor, ésta se caracteriza por tener tres componentes: una señal continua, un rizado de alta frecuencia y un rizado de baja frecuencia. En general, cuando la carga está equilibrada, el rizado de baja frecuencia se puede despreciar. Por el contrario, para proporcionar la corriente necesaria al inversor (en función del estado de conmutación de los semiconductores), el condensador del bus DC debe filtrar la componente de alta frecuencia. Por lo tanto, la corriente de entrada al inversor se puede simplificar como:

$$i_{DC}(t) = I_{DC} + \Delta i_{DC}(t), \quad (5.4)$$

donde Δi_{DC} es la corriente que circula por los condensadores, la cual también depende de los mismos parámetros que Δv_{DC} .

Nuevamente, si se analiza el rizado de la corriente Δi_{DC} para todas las técnicas de modulación (figura 5.9), se puede ver que éste aumenta al incrementar f_{sw}

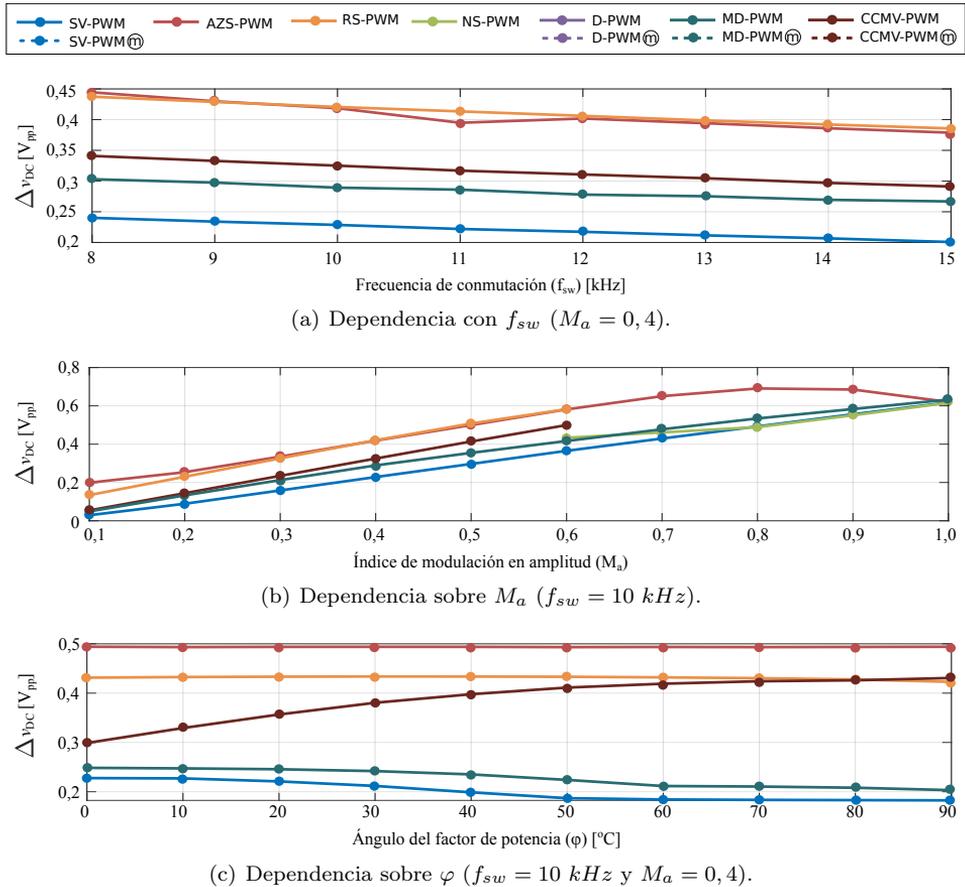


Figura 5.8: Rizado de la tensión de los condensadores del bus DC del convertidor ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas.

(figura 5.9(a)). Al contrario que Δv_{DC} , que es inversamente proporcional (figura 5.8(a)). Del mismo modo, al aumentar M_a , se incrementa Δi_{DC} , excepto para índices de modulación muy altos (figura 5.9(b)). Por último, si cambia φ , y al igual que ocurre con Δv_{DC} , Δi_{DC} no presenta grandes variaciones (figura 5.9(c)).

En cualquier caso, se puede concluir que los resultados obtenidos para Δv_{DC} son muy similares para todas las técnicas de modulación. Sin embargo, los peores resultados son para RS-PWM y AZS-PWM (mayor rizado), mientras que SV-PWM presenta los mejores resultados. Por el contrario, en lo referente a Δi_{DC} , tanto las técnicas discontinuas como NS-PWM y CCMV-PWM (que también

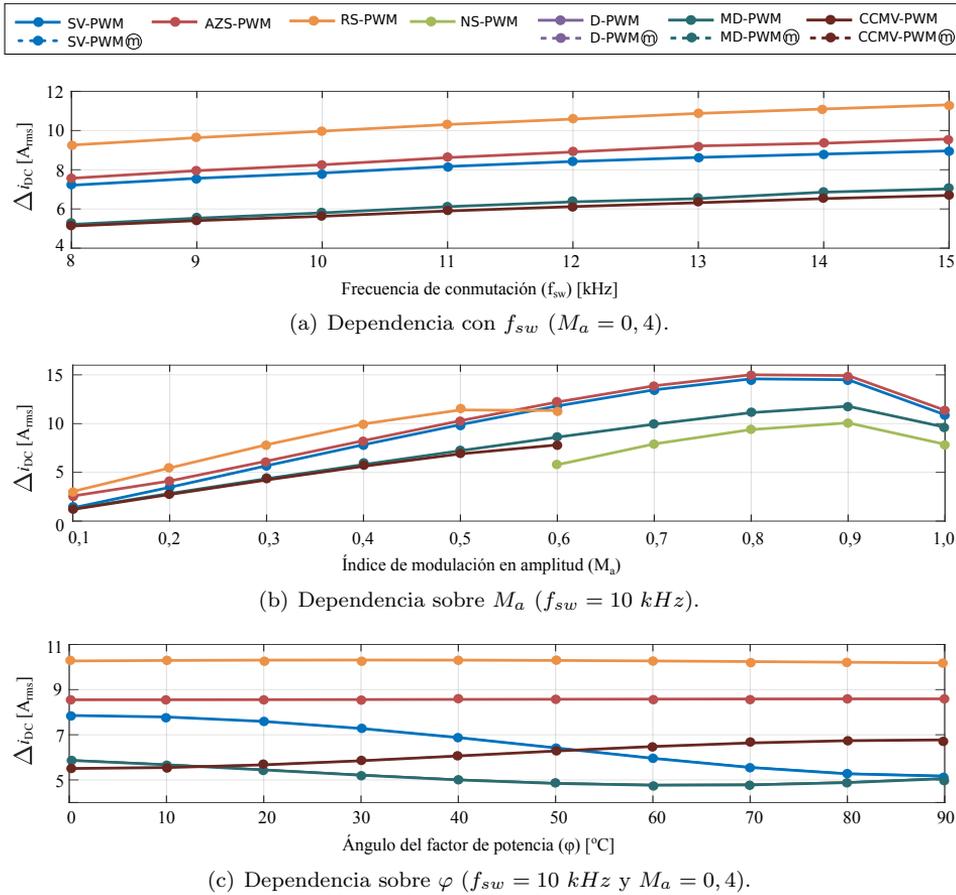


Figura 5.9: Rizado de la corriente de los condensadores del bus DC del convertidor ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas.

pueden considerarse discontinuas), son las que ofrecen los mejores resultados, siendo nuevamente RS-PWM y AZS-PWM las peores alternativas. A modo de resumen, en la tabla 5.6 se indican los resultados de estas técnicas para el punto de operación de la tabla 5.2.

5.3.1.2 Calidad de la corriente a la salida del inversor

Desde el punto de vista de la salida del inversor, hay que destacar que cada secuencia de conmutación de los semiconductores de potencia viene acompañada

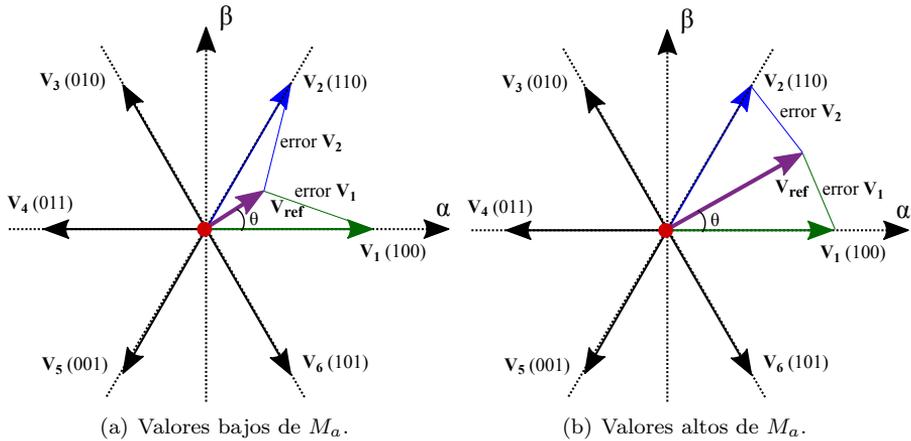


Figura 5.10: Error producido al generar la tensión de referencia mediante los vectores de tensión disponibles en SV-PWM.

de una tensión de salida “discreta” (vector de tensión). Sin embargo, dado que únicamente se pueden aplicar seis vectores activos de tensión y dos vectores nulos, estos vectores se combinan durante un ciclo de trabajo determinado para formar el vector de tensión de referencia requerido. Durante este proceso, se producen distintos errores de tensión que se obtienen como la diferencia entre el vector de referencia y cada uno de los vectores aplicados (figura 5.10). En este sentido, dado que la elección de qué vectores, en qué orden, y durante cuánto tiempo se aplican éstos para sintetizar la tensión de referencia es inherente a la técnica de modulación, los errores generados también dependen de la técnica de modulación utilizada.

El error de tensión que produce un vector asociado a una técnica de modulación deriva en un error en la corriente que genera el inversor a su salida, lo cual se traduce en un rizado de corriente que perjudica la calidad de ésta y produce pérdidas de potencia adicionales en el motor eléctrico. Por lo tanto, lo que idealmente debiera ser una señal puramente sinusoidal se convierte en una señal compuesta por una serie de armónicos múltiplos enteros de la frecuencia fundamental a la que opera el convertidor, los cuales afectan negativamente a los motores. Por un lado, los armónicos reducen la eficiencia del motor, debido al incremento de las pérdidas de potencia. Por otro lado, estas pérdidas se manifiestan como calor que degrada el aislamiento del devanado, hace que la grasa de los rodamientos pierda lubricidad y, en general, reduce la vida útil del motor.

Considerando lo anterior, para medir la “calidad” de la corriente a la salida se

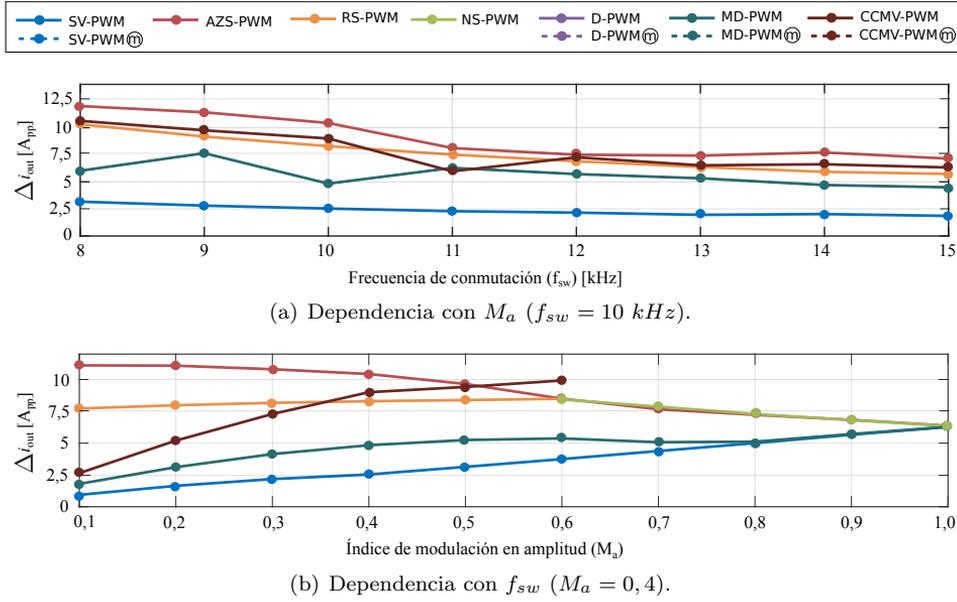


Figura 5.11: Rizado de la corriente a la salida del convertidor ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas.

van a medir dos indicadores distintos relacionados con su forma de onda: el rizado de la corriente (Δi_{out}) y la distorsión armónica total (THD_i). Estos parámetros dependen principalmente de la técnica de modulación utilizada, del índice de modulación en frecuencia (M_f) y en amplitud (M_a) y de la propia carga (R_{load} y L_{load}).

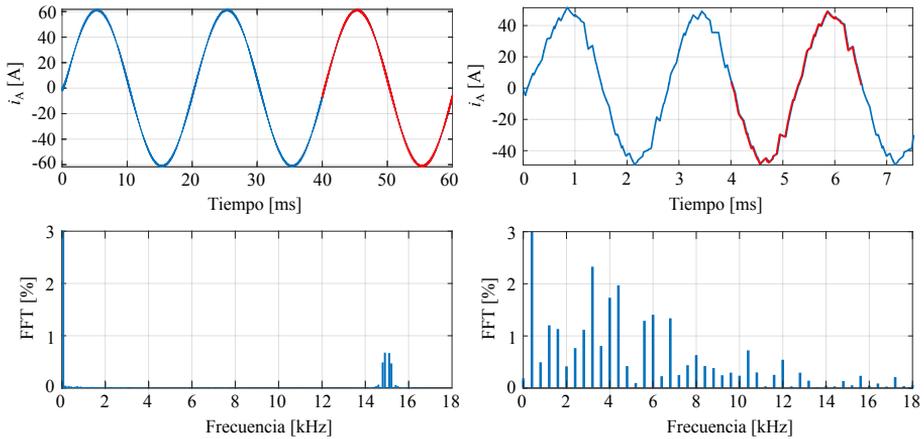
El rizado de la corriente en la carga se ha analizado en profundidad para la técnica SV-PWM aplicada al VSI convencional en [372]. Dicho parámetro se representa por:

$$\Delta i_{out} = \frac{V_{DC}}{2L_{load}f_{sw}} w_{pp}(M_a, \theta), \quad (5.5)$$

siendo w_{pp} un valor normalizado de Δi_{out} . Del mismo modo, se indica que para SV-PWM el rizado máximo se puede aproximar mediante:

$$\Delta i_{out,max} = \frac{V_{DC}}{2\sqrt{3}L_{load}f_{sw}} M_a. \quad (5.6)$$

Sin embargo, esta última simplificación no se puede aplicar para otro tipo de modulaciones. De hecho, dado que Δi_{out} depende de cómo se sintetiza el vector



(a) VSI controntrolado con SV-PWM con $f_{sw}=15$ kHz y $f_m=50$ Hz ($THD_i=1,24$). (b) VSI controntrolado con SV-PWM con $f_{sw}=5$ kHz y $f_m=400$ Hz ($THD_i=5,28$).

Figura 5.12: Ejemplo de distorsión de la corriente en la carga cuando se acercan los armónicos de la frecuencia de conmutación a la componente fundamental.

de referencia para una técnica de modulación determinada, la variación de este parámetro respecto a M_a es distinta en función de cada técnica de modulación (figuras 5.11(a)). No obstante, lo que sí se puede observar es que, cuando M_a aumenta, para la técnica SV-PWM Δi_{out} también lo hace, coincidiendo con (5.6). Por otro lado, en lo referente a la dependencia con f_{sw} , la figura 5.11(b) muestra que, en general, todas las técnicas de modulación disminuyen Δi_{out} al aumentar f_{sw} , por lo que (5.5) también se cumple.

En lo referente a la THD_i , tal y como se ha indicado previamente, cuando la frecuencia fundamental de las tensiones sintetizadas por el convertidor en el bobinado del motor se acerca a las componentes armónicas producidas por la conmutación de los dispositivos, la distorsión armónica de la corriente aumenta considerablemente. Es decir, si los dispositivos conmutan a una f_{sw} cercana a f_m , las señales sinusoidales se distorsionan en gran medida. La figura 5.12 muestra, a modo de ejemplo, los armónicos que aparecen en el VSI convencional controlado con SV-PWM cuando esto ocurre. Asimismo, la figura 5.13(b) muestra la dependencia de la THD_i con respecto a f_{sw} para cada una de las técnicas de modulación analizadas para $M_a = 0, 4$. Analizando los datos de la figura, se puede ver como la tendencia de la THD_i es inversamente proporcional a f_{sw} para todas las técnicas de modulación (la componente fundamental de f_{sw} se aleja de la de f_m). Por otro lado, como al aumentar M_a el error producido por la modulación

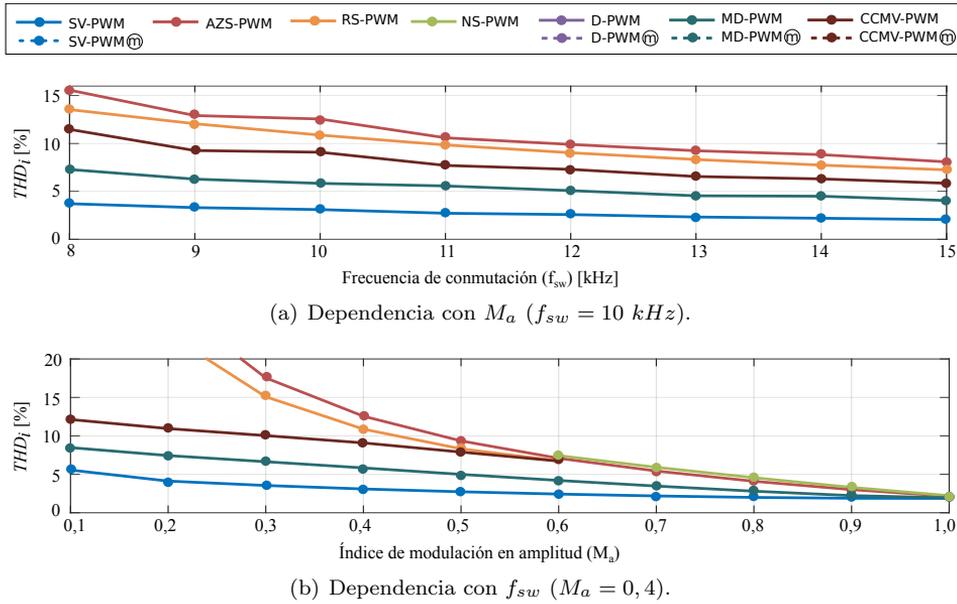


Figura 5.13: Distorsión armónica total de la corriente de salida en el convertidor ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas.

al sintetizar el vector de referencia es menor (figura 5.10(a) vs. figura 5.10(b)), la THD_i también se reduce respecto a M_a para todas las técnicas de modulación analizadas (figura 5.13(a)).

En lo que respecta a qué modulación es la mejor alternativa, si se analiza Δi_{out} , SV-PWM representa el mejor caso y AZS-PWM, RS-PWM y CCMV-PWM los peores. Del mismo modo, si se considera THD_i , SV-PWM es, nuevamente, la técnica de modulación que obtiene los mejores resultados. Asimismo, las técnicas cuyo objetivo es la reducción de la CMV obtienen, de nuevo, los peores resultados.

5.3.1.3 Pérdidas de potencia y eficiencia del convertidor

Las pérdidas de potencia y la eficiencia del convertidor tienen, como se ha visto en la sección 5.2.2.2, relación directa con el tipo de semiconductor utilizado. En este sentido, conviene recordar que para este análisis se ha seleccionado el dispositivo SCT debido a sus reducidas pérdidas de conmutación. Por otro lado, y como se ha indicado previamente, en el anexo B se explica detalladamente como se modelan dichas pérdidas de potencia y la temperatura de los semiconductores de potencia.

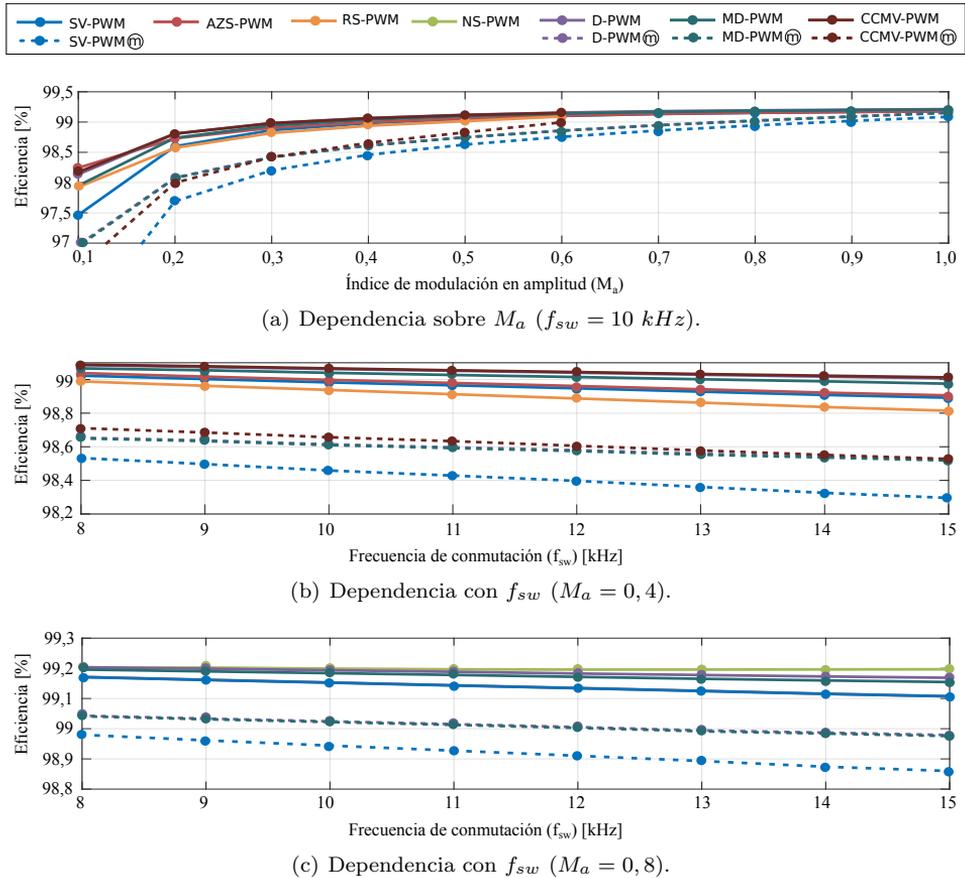


Figura 5.14: Eficiencia del convertidor ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas.

Quando se simula el comportamiento de la eficiencia del convertidor para cada una de las técnicas de modulación seleccionadas, se puede ver que, cuando el índice de modulación aumenta, la eficiencia del convertidor también lo hace (figura 5.14(a)). Por otro lado, si se mantiene M_a fijo y se varía f_{sw} , se puede observar que la eficiencia disminuye debido al aumento de las pérdidas de conmutación (figuras 5.14(b) y 5.14(c)). En lo que a la distribución entre pérdidas de conducción y de conmutación se refiere, las primeras son mucho más significativas debido al tipo de dispositivo escogido (figura 5.15). Además, las pérdidas de conducción no presentan prácticamente variaciones de más de 20 W para el punto de operación analizado (figura 5.15(a)), siendo similares todas las técnicas

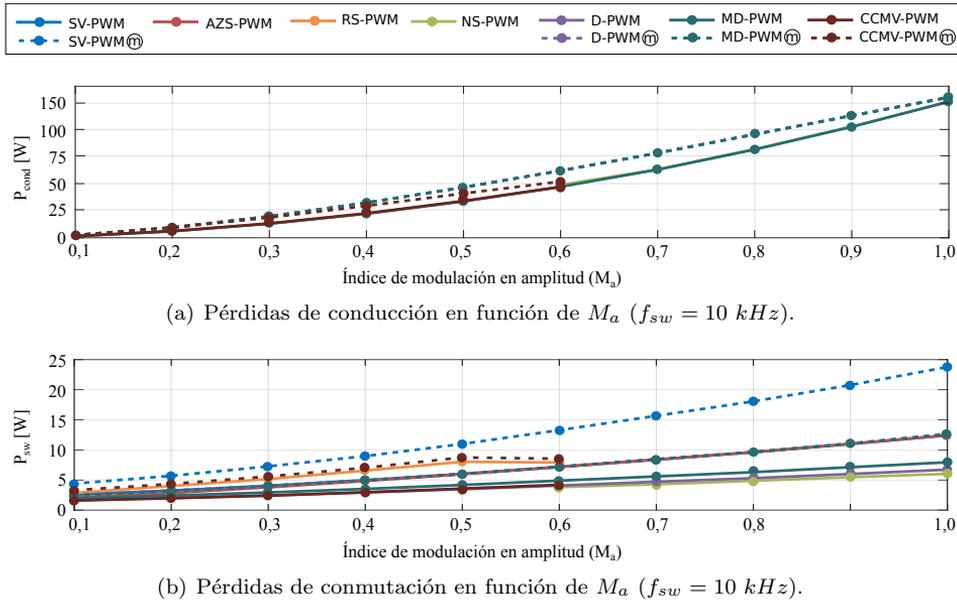


Figura 5.15: Pérdidas de conducción y conmutación del convertidor ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas.

en lo que respecta a la conducción. Por el contrario, las pérdidas de conmutación varían significativamente para las distintas técnicas de modulación. A partir de los datos obtenidos se puede apreciar que aquellas técnicas que funcionan en modo $\text{\textcircled{m}}$ incrementan las pérdidas de conmutación (figura 5.15(b)). En cambio, las técnicas discontinuas, junto con NS-PWM y CCMV-PWM, son las que presentan los mejores resultados, aunque, nuevamente, en este tipo de pérdidas tampoco se aprecian variaciones superiores a 20 W (figura 5.15(b)) debido al tipo de dispositivo escogido y al punto de operación simulado.

De este análisis se puede concluir que, desde el punto de vista de la eficiencia, si se escoge un dispositivo apropiado que permita reducir significativamente las pérdidas de potencia, se puede utilizar el inversor ZVR-D2 sin disminuir excesivamente la eficiencia de su predecesor, el VSI. Asimismo, se ha demostrado que las técnicas de modulación D-PWM, MD-PWM, CCMV-PWM y NS-PWM son las que ofrecen los mejores resultados en términos de eficiencia.

5.3.1.4 Tensión de modo común

En lo que respecta a la CMV, se puede afirmar que, independientemente de la técnica de modulación, mediante la topología propuesta se logra reducir la CMV frente al VSI tradicional controlado por SV-PWM (figura 5.16). Observando las formas de onda se verifica cómo las técnicas de la familia RCMV-PWM (figuras 5.16(c), (d) y (e)) mejoran la CMV debido a que no se utilizan los vectores nulos. Sin embargo, dado que la función principal de la topología ZVR-D2 es eliminar la aplicación de dichos vectores, por lo general, no tiene sentido utilizar técnicas de modulación que también eviten el uso de estos vectores, ya que con un VSI se obtienen los mismos resultados. Del mismo modo, la aplicación de técnicas de modulación discontinuas y la técnica CCMV-PWM mejoran la CMV de la topología ZVR-D2 frente al VSI tradicional (figuras 5.16(f) y (h)), pero no explotan todo el potencial de la topología ZVR-D2. Para hacer uso de los grados adicionales del convertidor se requiere funcionar en modo \textcircled{m} . En este caso, cuando todos los dispositivos de la parte del inversor se abren, y se encienden los semiconductores de los puentes rectificadores (tiempo de aplicación de los vectores nulos), la CMV se reduce aún más, estando acotada entre $-V_{DC}/6$ y $V_{DC}/6$ para las técnicas discontinuas (figuras 5.16(g) y (i)), e incluso siendo completamente constante para la técnica CCMV-PWM (figura 5.16(k)).

Además de observar la forma de onda de la CMV, es interesante utilizar indicadores de calidad que permitan cuantificar que patrón de CMV es mejor. En este caso, en lugar de definirse de forma teórica (capítulo 2), las siguientes figuras de mérito de la CMV se han obtenido mediante simulación a lo largo de un periodo de la señal fundamental de referencia ($1/f_m$):

1. $\Delta_{P_{avg}}$ - Valor medio de Δ_P .
2. $\Delta_{S_{avg}}$ - Valor medio de Δ_S .
3. $N_{L_{avg}}$ - Valor medio de N_L .
4. $N_{T_{avg}}$ - Valor medio de N_T .
5. $|v_{CM_{avg}}|$ - Valor medio de la CMV normalizado a V_{DC} (en valor absoluto).
6. $v_{CM_{rms}}$ - Valor eficaz de la CMV normalizado a V_{DC} .

Las figuras 5.17 y 5.18 muestran mediante gráficas estos parámetros para cada una de las técnicas de modulación en todo su rango lineal. Hay que destacar que algunos de estos parámetros pueden variar en función del índice de modulación debido a los tiempos de aplicación de los vectores nulos. En aquellas técnicas que se de esta situación el parámetro correspondiente se ha promediado para todo su rango lineal. Por el contrario, todas las técnicas que evitan utilizar vectores

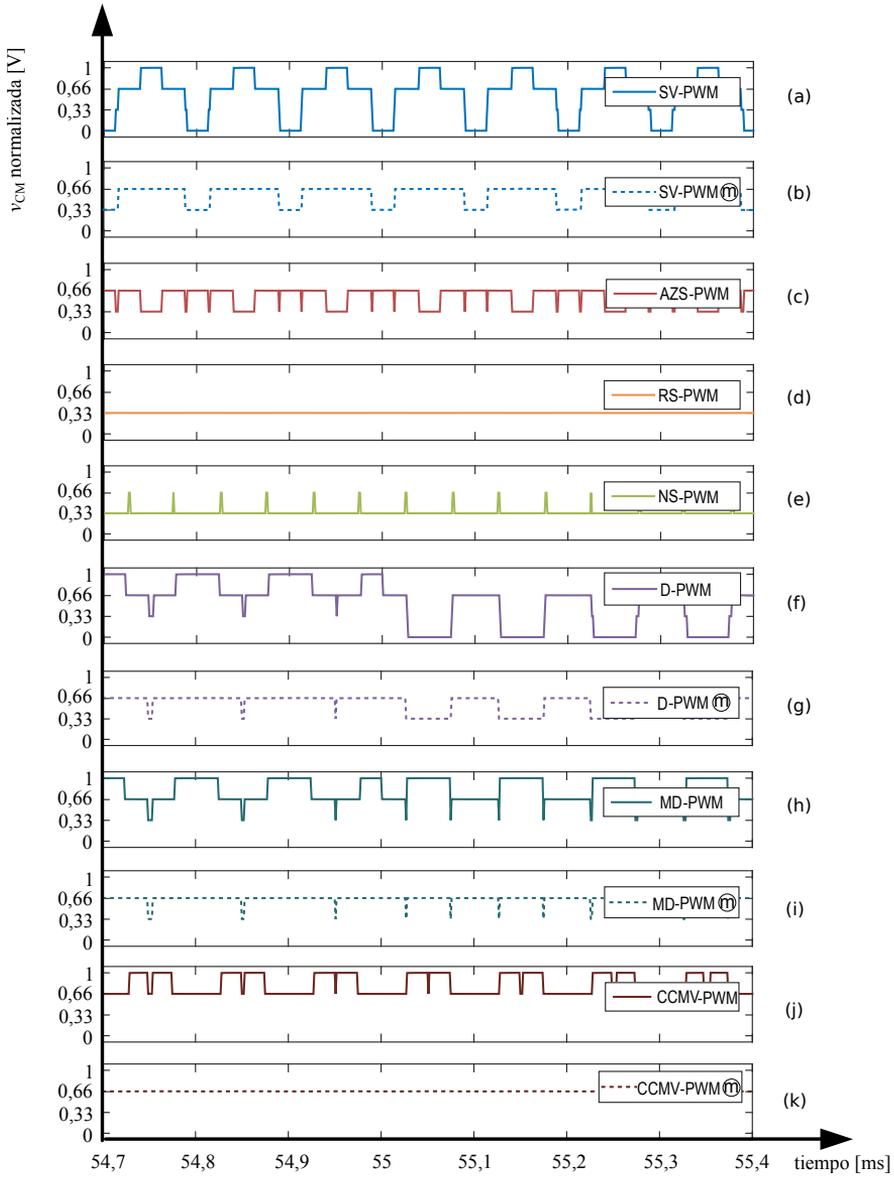
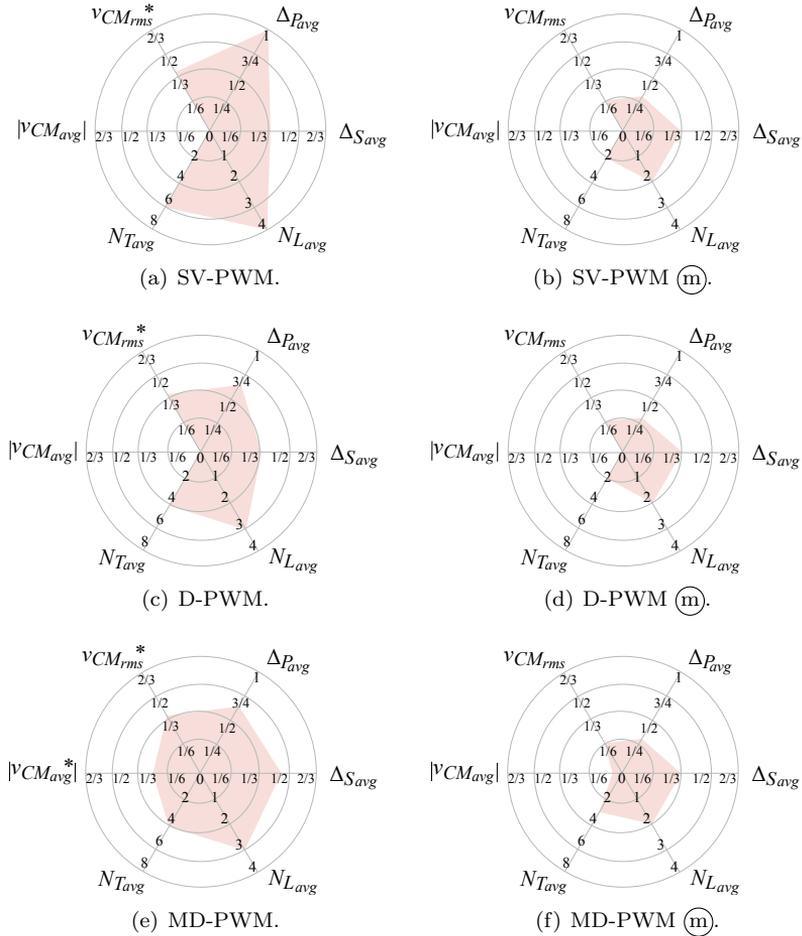


Figura 5.16: Forma de onda de la CMV en la topología ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas para $M_a = 0,6$.

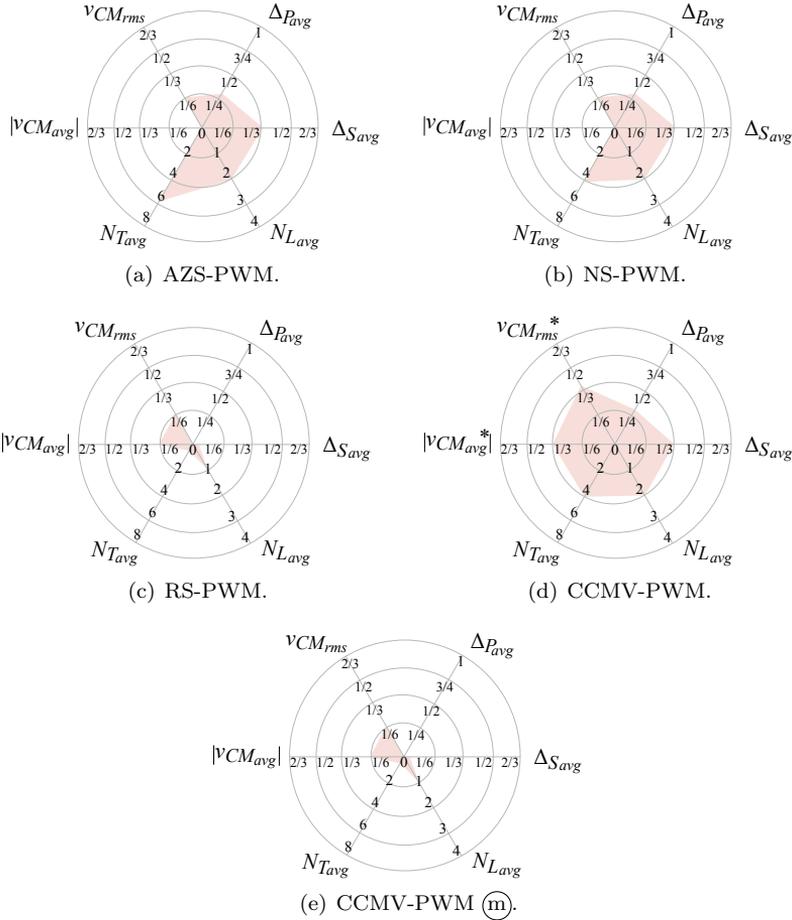


* Resultados obtenidos promediando los valores en todo el RL.

Figura 5.17: Figuras de mérito de la CMV obtenidas mediante simulación sobre la topología ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas (1).

culos, ya sea por la propia modulación (RCMV-PW) o por los beneficios de la topología ZVR-D2, mantienen todas las figuras de mérito constantes en todo el rango lineal.

Si se consideran como valores máximos los mostrados en las figuras 5.17 y 5.18 ($\Delta P_{avg} = 1$, $\Delta S_{avg} = 2/3$, $N_{L_{avg}} = 4$, $N_{T_{avg}} = 8$, $|v_{CM_{avg}}| = 2/3$ y $v_{CM_{rms}} = 2/3$), y se normalizan todas las figuras de mérito de cada modulación a estos valores,



* Resultados obtenidos promediando los valores en todo el RL.

Figura 5.18: Figuras de mérito de la CMV obtenidas mediante simulación sobre la topología ZVR-D2 para las técnicas de modulación analizadas (2).

se puede utilizar un método de factores ponderados en el que el peso de cada figura de mérito sea el mismo. De esa forma, se puede obtener la figura de mérito “general” ($v_{CM_{fom}}$) que define, la calidad de una forma de onda de la CMV para una determinada técnica de modulación. Esto se consigue utilizando:

$$v_{CM_{fom}} = \frac{1}{6} \left[\frac{\Delta P_{avg}}{1} + \frac{\Delta S_{avg}}{2/3} + \frac{N_{L_{avg}}}{4} + \frac{N_{T_{avg}}}{8} + \frac{|v_{CM_{avg}}|}{2/3} + \frac{v_{CM_{rms}}}{2/3} \right] \quad (5.7)$$

En la tabla 5.6 se muestra $v_{CM_{fom}}$ para el punto de operación y las condiciones de simulación que se definen en la tabla 5.2. A partir de todos estos datos se puede afirmar que las mejores técnicas de modulación en términos de CMV son las que logran una CMV constante (RS-PWM y CCMV (m)). El resto de técnicas que funcionan en modo (m) o pertenecen a la familia RCMV-PWM también permiten reducir la CMV, aunque en menor medida. Por último, las que se pueden utilizar de la misma forma en un VSI convencional, por lo general, no son interesantes desde el punto de vista de la reducción de la CMV. En cualquier caso, se puede apreciar que la técnica SV-PWM convencional (forma de onda típica de un VSI) representa la peor alternativa y, por lo tanto, buscar una solución adicional resulta de gran interés.

Dicho esto, en la siguiente sección se analiza, de forma global, y considerando todos los parámetros vistos en esta sección, cual es la técnica de modulación más beneficiosa para ser utilizada en el convertidor ZVR-D2.

5.3.2 Nueva técnica de modulación HCCMV-PWM para el convertidor ZVR-D2

En términos generales, se puede afirmar que las técnicas de modulación RCMV-PWM no explotan las posibilidades de la topología ZVR-D2. Éstas se podrían seguir implementando en el VSI, en lugar de incorporar el hardware adicional del convertidor ZVR-D2, y los resultados obtenidos serían los mismos. Además, por lo general, este tipo de técnicas empeoran el rizado de la corriente (Δi_{DC}) y la tensión (Δv_{DC}) en el bus DC, así como el rizado de la corriente a la salida (Δi_{out}) y la distorsión armónica THD_i . La excepción es la técnica NS-PWM. Sin embargo, el rango lineal de esta técnica es muy reducido. Teniendo en cuenta todo esto, conviene explorar otras alternativas entre las opciones disponibles para proponer su uso en el convertidor ZVR-D2.

Las técnicas discontinuas son técnicas beneficiosas desde el punto de vista de la eficiencia. Aunque estas técnicas no logran las prestaciones de la técnica SV-PWM en términos de la THD_i y los rizados de la corriente y la tensión, éstas reducen considerablemente las pérdidas de conmutación. Además, como se ha visto en la sección 5.3.1.4, estas técnicas también permiten reducir la CMV frente a la SV-PWM, aunque no son las mejores opciones para ello. Entre éstas, la técnica D-PWM permite mejorar los resultados de la CMV ($v_{CM_{fom}}$) frente a la técnica MD-PWM en el convertidor ZVR-D2, ya que se reduce el número de conmutaciones en los sectores pares de 4 a 2 (figura 5.19). Por otro lado, aunque la técnica CCMV-PWM reduce su rango lineal, permite reducir la CMV y aumentar la eficiencia. Además, si en esta técnica se funciona en modo (m), se

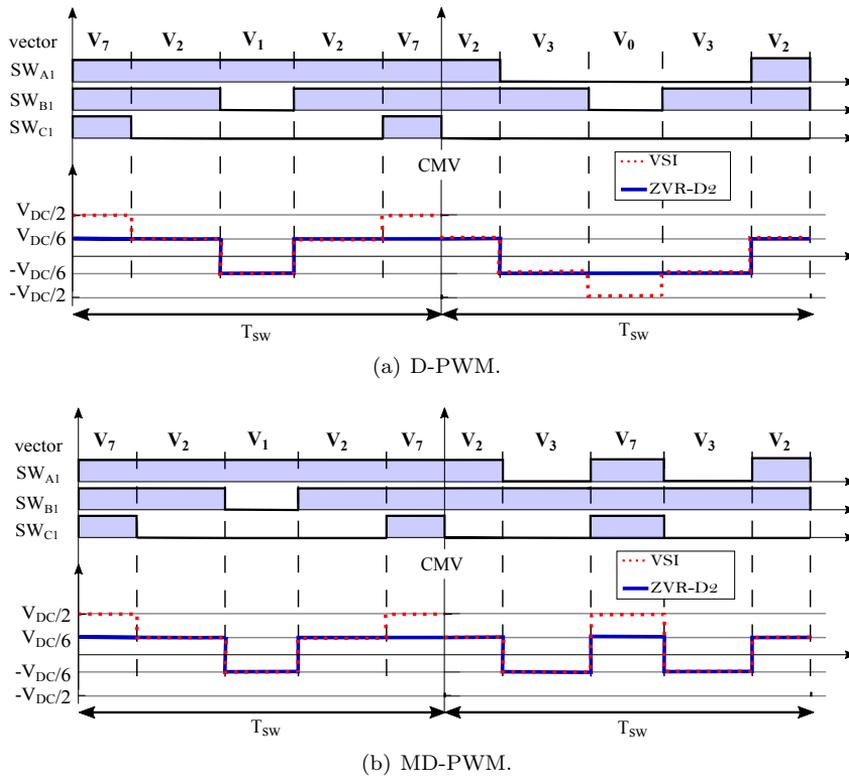


Figura 5.19: Patrón de conmutación y CMV en los sectores 1 y 2 de las técnicas D-PWM y MD-PWM para las topologías VSI y ZVR-D2.

obtienen los mejores resultados de CMV y, aunque se empeoran otros parámetros, en términos generales se consigue un buen equilibrio entre todas las prestaciones del convertidor. Por todo ello, se concluye que las técnicas D-PWM y CCMV-PWM son las más adecuadas para el ZVR-D2, ya que se logra un buen balance en su globalidad.

La estrategia de modulación híbrida que se propone en esta tesis, denominada “HCCMV-PWM”, combina la aplicación de las técnicas de modulación CCMV-PWM y D-PWM. Al utilizar la técnica CCMV-PWM, la CMV se mantiene constante, ya que únicamente se utilizan los vectores activos del plano $\alpha\beta$ con el mismo nivel de CMV con valor $-V_{DC}/6$ o $V_{DC}/6$ (vectores pares o impares) y el vector nulo correspondiente (V_{7^+} cuando se aplican vectores pares y V_{0^+} cuando se aplican vectores impares, tabla 4.1). Sin embargo, la técnica CCMV-PWM tie-

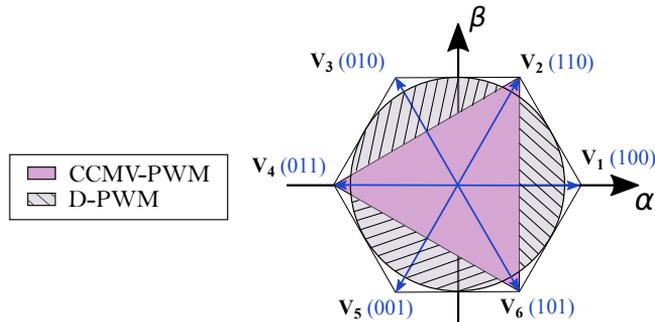


Figura 5.20: Espacio vectorial de la técnica de modulación HCCMV-PWM.

ne sus limitaciones. Al aplicarla, únicamente se pueden sintetizar los vectores de tensión de referencia incluidos dentro de los triángulos equiláteros (diferenciados para los casos en los que se utilizan exclusivamente vectores pares o impares) que tienen como vértices los extremos de los vectores activos aplicados (figura 5.20). Sin embargo, no es posible utilizar esta técnica en la parte exterior del triángulo sin entrar en sobremodulación, por lo que, para extender el rango lineal, es necesario combinarla con otra técnica de modulación. Para ello, en este trabajo se propone utilizar la técnica D-PWM, ya que, a diferencia de la técnica SV-PWM, ésta únicamente utiliza un vector nulo por periodo de modulación. De este modo, se consigue el mismo rango lineal que con SV-PWM, pero se evita que una de las fases conmute, reduciendo así las pérdidas de conmutación.

En la figura 5.20 se muestra, a modo de resumen, el rango de operación de cada una de las técnicas que componen la modulación HCCMV-PWM, utilizándose CCMV-PWM con vectores pares activos y D-PWM en el resto del rango lineal. Gracias a los grados de libertad adicionales de la topología ZVR-D2, las combinaciones posibles para la técnica de modulación híbrida son las siguientes:

1. CCMV-PWM + D-PWM,
2. CCMV-PWM \textcircled{m} + D-PWM,
3. CCMV-PWM + D-PWM \textcircled{m} ,
4. CCMV-PWM \textcircled{m} + D-PWM \textcircled{m} .

Cuando se utiliza el modo \textcircled{m} , se penaliza la eficiencia, pero se logra una mayor reducción de la CMV. En cambio, cuando no se utiliza el modo \textcircled{m} , el convertidor opera como un VSI tradicional priorizando la eficiencia pero agravando más la CMV. En este sentido, en esta tesis doctoral se proponen dos variantes

de HCCMV-PWM. La primera, denominada HCCMV-PWM-a, combina CCMV-PWM y D-PWM (\textcircled{m}), de esa forma, no se reduce la CMV todo lo posible, pero se logran valores de eficiencia elevados. La segunda, denominada HCCMV-PWM-b, combina CCMV-PWM (\textcircled{m}) y D-PWM, reduciéndose la CMV en mayor medida a costa de un ligero empeoramiento de la eficiencia en índices de modulación bajos.

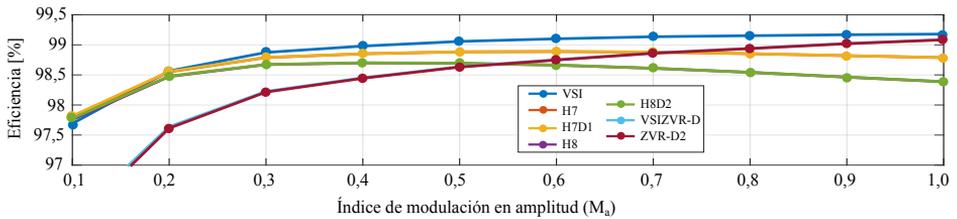
5.4 Validación de las prestaciones del convertidor ZVR-D2 propuesto frente a varias alternativas de conversión de energía

Una vez seleccionada la técnica de modulación (HCCMV-PWM), idónea para el convertidor ZVR-D2, a continuación se va a comparar la arquitectura ZVR-D2 propuesta frente a otras topologías de conversión. Primero, en igualdad de condiciones, es decir, con la misma técnica de modulación y, después, frente a otras combinaciones de topologías de convertidor y técnicas de modulación existentes en la literatura científica, pero esta vez utilizando la técnica de modulación HCCMV-PWM propuesta.

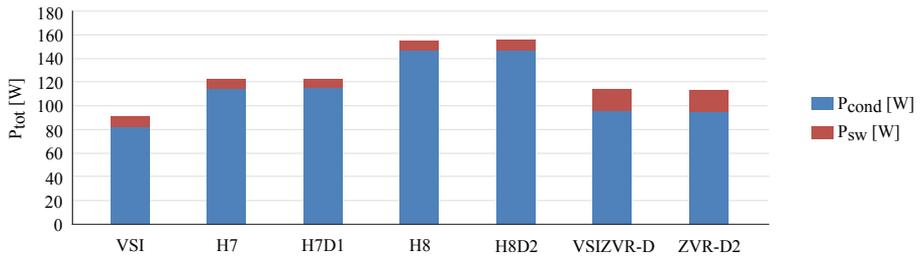
5.4.1 Comparativa 1: ZVRD-2 frente a otros inversores trifásicos de dos niveles modulados con la técnica SV-PWM

Para llevar a cabo el primer análisis, se han seleccionado las topologías H7, H7D1, H8, H8D2, VSIZVR-D1 y ZVR-D2 vistas en el capítulo 3. Dichas topologías se han comparado aplicando la técnica de modulación SV-PWM, tomando el VSI convencional como referencia, y controlando los semiconductores de potencia adicionales de acuerdo con lo requerido en cada topología para reducir la CMV (SV-PWM o SV-PWM (\textcircled{m})). Las condiciones de simulación aplicadas son las relativas a los valores de la tabla 5.2. Además, para modelar las pérdidas de potencia, nuevamente, se ha utilizado como semiconductor el SCT de *SiC*.

En primer lugar, debido a que se ha utilizado la misma técnica de modulación (SV-PWM) para todas las topologías, el rizado de la tensión (Δv_{DC}) y la corriente del bus DC (Δi_{DC}), el rizado de la corriente en la carga (Δi_{out}) y la distorsión armónica de esta última (THD_i) son iguales para todos los convertidores. Esto se debe a que los parámetros de los que dependen estos indicadores de calidad se mantienen constantes para todos los convertidores. Por lo tanto, no tiene sentido realizar una comparativa de cada uno de ellos.



(a) Eficiencia en función de M_a ($f_{sw} = 10$ kHz).



(b) Distribución de pérdidas de potencia para $M_a=0.8$.

Figura 5.21: Eficiencia y distribución de las pérdidas de potencia para las topologías analizadas.

En segundo lugar, y en lo que respecta a la eficiencia, la figura 5.21(a) muestra los resultados de ésta para todas las topologías analizadas en función del índice de modulación en amplitud³. Por otro lado, la figura 5.21(b) representa la distribución de las pérdidas de potencia, desglosándose entre conducción y conmutación, y para el punto de operación con $M_a=0.8$. A partir de los resultados mostrados en dichas figuras, y en consonancia con lo analizado en la sección 5.2.2, se demuestra que el convertidor VSI convencional es el que proporciona los mejores resultados en cuanto a pérdidas de potencia se refiere. Del mismo modo, se puede apreciar que las topologías de cada familia obtienen resultados similares en lo que se refiere a la eficiencia del convertidor (H7 similar a H7D1, H8 similar a H8D2 y VSIZVR-D1 similar al ZVR-D2). Para índices de modulación bajos ($M_a < 0.5$), las topologías con desacoplamiento DC son más ventajosas que las que incluyen desacoplamiento AC. Por el contrario, para índices de modulación altos ($M_a > 0.5$), las topologías con desacoplamiento AC resultan más beneficiosas (figura 5.21(a)), lo cual resulta más interesante desde el punto de vista de su aplicación en el vehículo eléctrico. Además, si se observa la distribución de pérdidas en valores absolutos dentro de este rango de índices de modulación

³En este análisis se considera el modo de operación \textcircled{m} para las topologías con desacoplamiento AC ya que, de lo contrario, se obtienen los mismos resultados que para el VSI convencional.

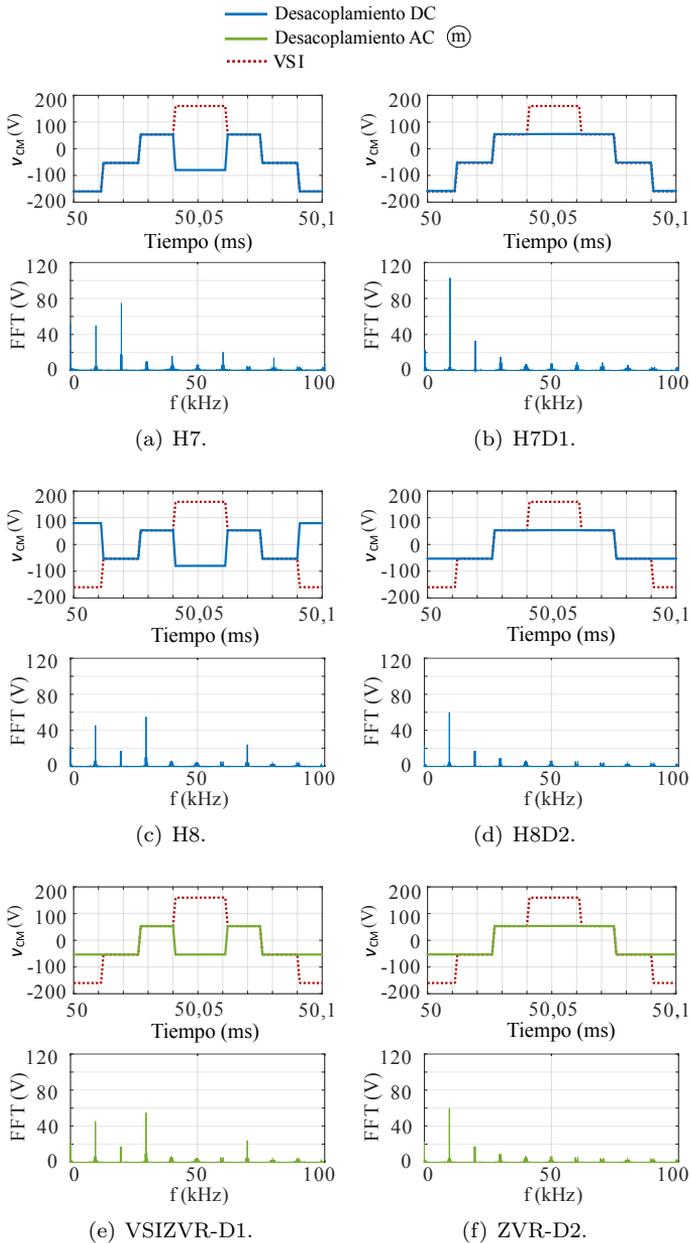


Figura 5.22: CMV y su espectro para las topologías con desacoplamiento DC y AC analizadas para $M_a=0,6$.

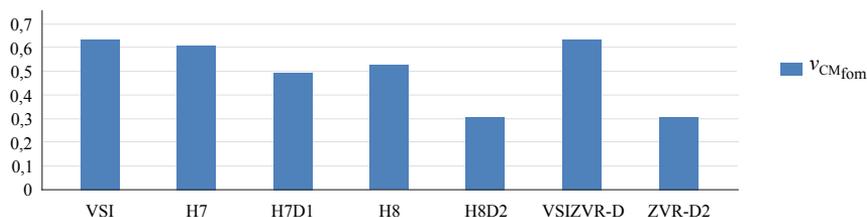
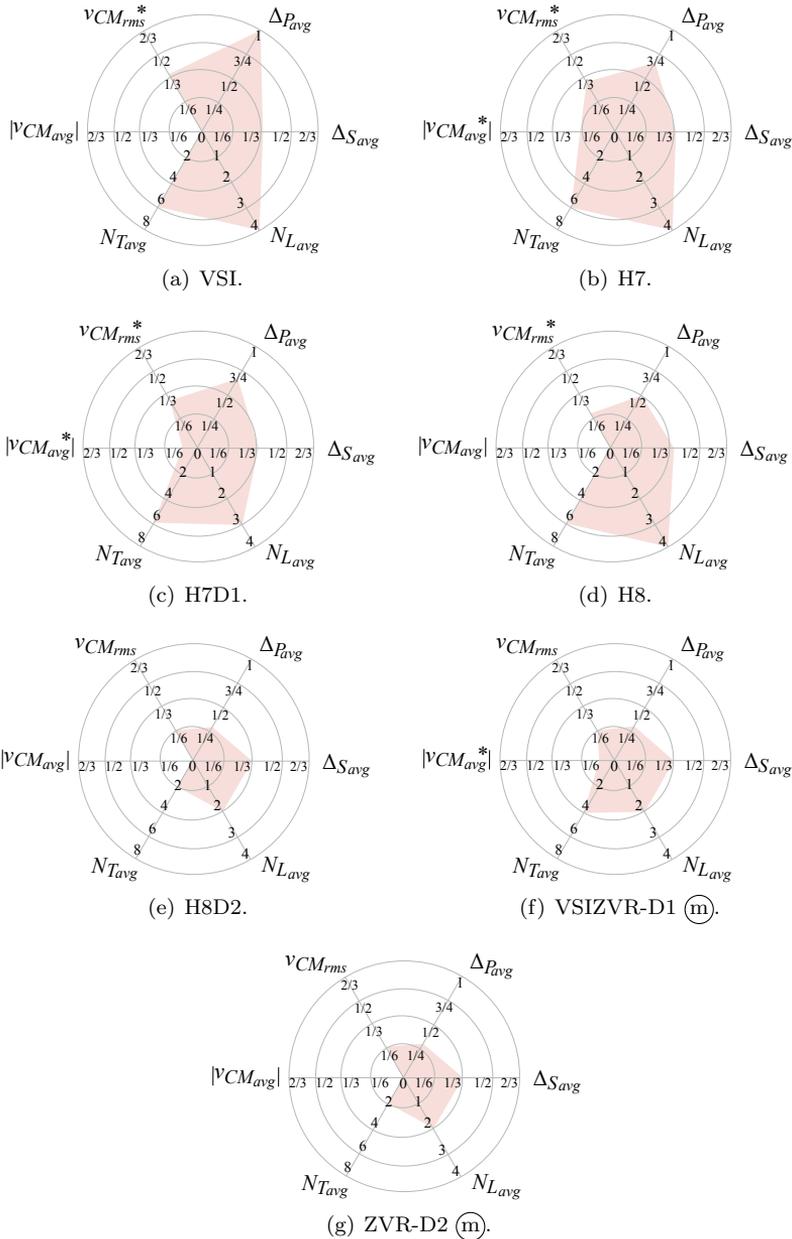


Figura 5.23: Figura de mérito general para la reducción de la CMV ($v_{CM_{fom}}$) en las topologías de convertidor analizadas.

elevados (figura 5.21(b)), se puede ver que la diferencia en vatios del convertidor ZVR-D2 respecto al VSI, nuevamente, tampoco representa una diferencia excesiva (aproximadamente 25 W). Por el contrario, las topologías con desacoplamiento DC incrementan en mayor medida las pérdidas de potencia, debido a su disposición de semiconductores de potencia en serie.

En lo que respecta a la CMV, la figura 5.22 muestra la forma de onda de ésta y su espectro armónico para todas las topologías de convertidor analizadas durante un período de conmutación y para $M_a = 0,6$. Por su parte, la figura 5.24 muestra las figuras de mérito de la CMV definidas en la sección 5.3.1.4 para cada una de estas topologías de convertidor. A partir de los resultados obtenidos, se puede extraer $v_{CM_{fom}}$ como (5.7) para generalizar todas las figuras de mérito definidas y obtener un valor “cuantificable” que defina que topología presenta los mejores resultados en términos de esta tensión parásita. Este parámetro se compara en la figura 5.23 para todas las topologías de convertidor. Con ello se demuestra que las topologías H8D2 y ZVR-D2 (utilizando el modo de operación \textcircled{m}) son las que obtienen los mejores resultados.

En términos generales, se puede afirmar que cuando se logra una reducción significativa de la CMV el convertidor ZVR-D2 reduce ligeramente la eficiencia respecto al VSI. Sin embargo, los datos obtenidos en este análisis, se pueden mejorar si se combina el convertidor propuesto con una técnica de modulación apropiada que busque una mayor compensación entre eficiencia, CMV, calidad de las señales, etc. Para ello, a continuación se compara la solución que se propone en esta tesis (convertidor ZVR-D2 + modulaciones HCCMV-PWM-a y -b) frente a otras alternativas que han propuesto otros autores en la literatura científica.



* Resultados obtenidos promediando los valores en todo el RL.

Figura 5.24: Figuras de mérito de la CMV sobre cada topología de convertidor modulándose con SV-PWM obtenidas mediante simulación.

5.4.2 Comparativa 2: ZVR-D2 modulado con HCCMV-PWM frente a otras combinaciones de convertidor y modulación

De acuerdo con la revisión del estado de la tecnología realizada (capítulos 3 y 4), y de los resultados obtenidos previamente mediante simulaciones (secciones 5.3.1 y 5.4.1), en esta sección se han seleccionado, para su análisis y comparación, algunas de las combinaciones de topología de convertidor y técnica de modulación más interesantes que han sido propuestas por otros autores en la literatura científica. Éstas se catalogan como existentes “Ex” y entre ellas destacan:

- E1. **Topología H8D2 + CCMV-PWM + SV-PWM.** Esta combinación de topología de convertidor y técnica de modulación ha sido propuesta por Concari en [120, 203]. El convertidor H8D2 ha sido analizado en detalle en la sección 3.4.2. El autor propone utilizar dicho convertidor en el sistema de propulsión del vehículo eléctrico para reducir considerablemente la CMV sin perjudicar a otras prestaciones del convertidor. Para ello, propone combinar la modulación CCMV-PWM (sección 4.5.1) para índices de modulación inferiores a 0,5 y SV-PWM (sección 2.2.2) para índices superiores a 0,5.
- E2. **Topología H7 + MD-PWM.** Esta combinación de topología de convertidor y técnica de modulación ha sido propuesta por Freddy en [149]. En dicho trabajo, el autor investiga como reducir la CMV en sistemas fotovoltaicos sin transformador mediante esta combinación de hardware y modulación. El convertidor H7 ha sido analizado en detalle en la sección 3.4.2. Del mismo modo, la técnica de modulación MD-PWM, la cual se emplea durante todo el rango lineal, se explica en la sección 4.3.
- E3. **Topología VSI convencional + AZS-PWM.** Utilizar estrategias de modulación para la reducción de la CMV sobre el convertidor VSI convencional también es un enfoque común en la literatura científica. Por ello, y para evaluar la calidad de la solución propuesta frente a un mayor número alternativas, se ha seleccionado la técnica AZS-PWM propuesta por Oriti en [373]. Esta técnica, la cual puede funcionar durante todo el rango lineal, se explica detalladamente en la sección 4.4.1.

Estas combinaciones de convertidor y modulación se comparan con:

- O1. **Topología ZVR-D2 + HCCMV-PWM-a,**
- O2. **Topología ZVR-D2 + HCCMV-PWM-b,**

las cuales son catalogadas como “Ox”, debido a que son originales de esta tesis. De este modo, y a partir de la comparativa realizada, se pueden ver las diferen-

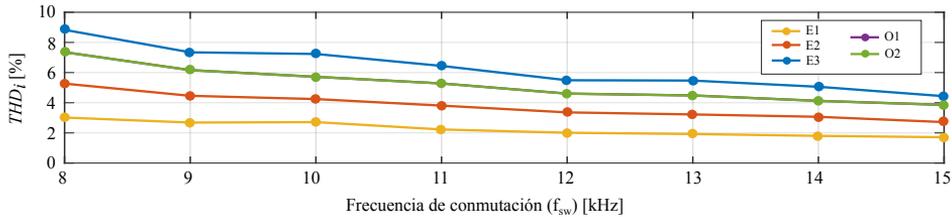
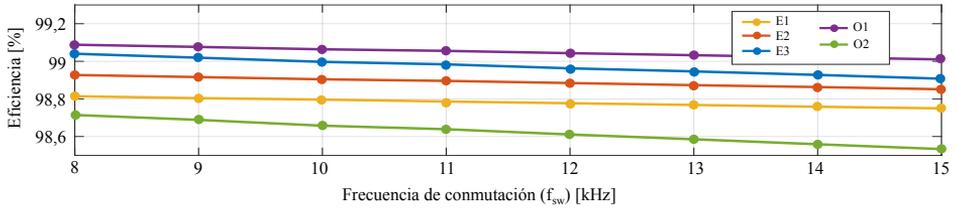


Figura 5.25: Distorsión armónica de la corriente para cada combinación de convertidor y modulación analizada en función de f_{sw} y para $M_a = 0,6$.

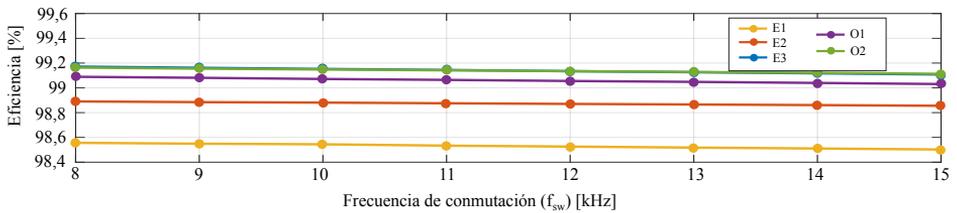
cias existentes en las prestaciones de todas estas combinaciones de convertidor-modulación.

Primero, y en lo que respecta a la calidad de las señales en el bus DC (parámetros Δv_{DC} y Δi_{DC}) y en la carga (parámetros Δi_{out} y THD_i), lo que realmente influye es la técnica de modulación y no la topología de convertidor. Por lo tanto, y de acuerdo con lo descrito en la sección 5.3.1, cuando se reemplaza la técnica convencional SV-PWM con cualquiera de las otras técnicas de modulación, estos parámetros empeoran ligeramente (figura 5.25, curva amarilla, es decir, cuando H8D2 emplea SV-PWM). Sin embargo, las técnicas D-PWM y CCMV-PWM logran, en términos generales, un buen compromiso de prestaciones (sección 5.3.1). En la figura 5.25 se puede ver como O1 y O2 aumentan ligeramente la THD_i frente a E1 y E2, pero la reducen frente a E3.

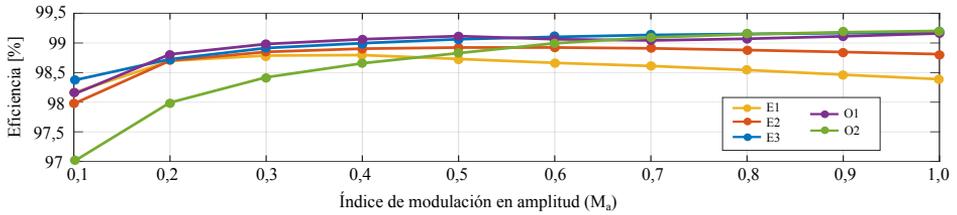
En segundo lugar, y en lo que respecta a las pérdidas de potencia, todas las soluciones consiguen, en términos generales, muy buenos resultados debido al tipo de dispositivo empleado, obteniéndose valores de eficiencia por encima del 98 % (figura 5.26(b)). Además, las diferencias entre unas y otras combinaciones de convertidor-modulación apenas representan un 0,5 %. Las principales diferencias entre cada una de las soluciones se obtienen en función del índice de modulación (M_a) utilizado (figura 5.26(c)). Para valores de M_a reducidos, prácticamente, todas las combinaciones de convertidor y modulación tienen resultados similares, excepto O2 que, hasta $M_a = 0,3$, no obtiene resultados favorables de eficiencia (figura 5.26(c)). Sin embargo, esto ocurre en valores porcentuales, es decir, si se observan las pérdidas de potencia en valores absolutos se puede ver como para valores reducidos de M_a de, por ejemplo, 0,4 la mayor variación es de 10 W (figura 5.26(d)). Se puede afirmar que las soluciones propuestas en esta tesis obtienen, en general, muy buenos resultados en términos de eficiencia. Para valores de M_a superiores a 0,5 ambas alternativas (O1 y O2) presentan los mejores resultados (figura 5.26(c)). Por el contrario, para valores inferiores de M_a esto solo ocurre con O1. Por último, hay que destacar que las combinaciones E1 y E2 no son



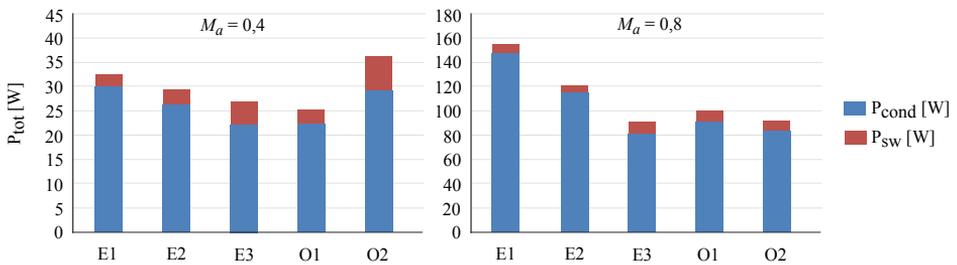
(a) Eficiencia en función de f_{sw} ($M_a = 0,4$).



(b) Eficiencia en función de f_{sw} ($M_a = 0,8$).



(c) Eficiencia en función de M_a ($f_{sw} = 10$ kHz).



(d) Distribución de pérdidas de potencia para $M_a = 0,4$ y $M_a = 0,8$.

Figura 5.26: Eficiencia y distribución de las pérdidas de potencia para cada combinación de convertidor y modulación analizada.

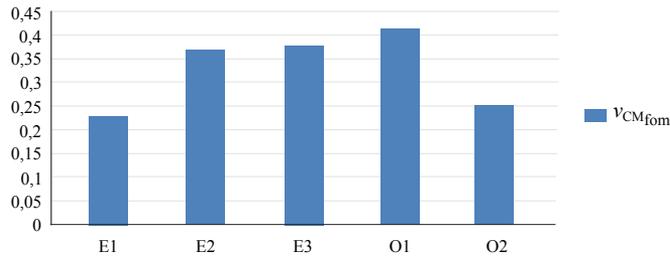


Figura 5.28: Figura de mérito general para la reducción de la CMV ($v_{CM_{fom}}$) para cada combinación de convertidor y técnica de modulación analizada.

combinación E2 [H7 + MD-PWM] tiene un comportamiento peor (figura 5.27(b)), ya que teóricamente tiene tres niveles de CMV ($N_L = 3$). Este inconveniente se puede solucionar incluyendo un diodo de fijación que permita anular uno de los niveles no deseados (sección 3.4.2, H7D1). Por su parte, la combinación E3 [VSI + AZS-PWM] consigue reducir la CMV (figura 5.27(c)) empeorando la THD_i (figura 5.25). Además, el número de variaciones de CMV (N_T) no se reduce en comparación con cualquier técnica PWM convencional (N_T también es igual a 6 en SV-PWM). Finalmente, y en lo referente a las propuestas realizadas, la combinación O1 no obtiene muy buenos resultados en términos de reducción de la CMV (figura 5.27(d)). La mejor alternativa, entre las propuestas, y entre todas las comparadas en esta sección es O2, la cual presenta el mejor desempeño en términos generales y para todas las figuras de mérito de la CMV (figura 5.27(e)).

Por último, analizando la globalidad de todas las prestaciones, se puede afirmar que las combinaciones convertidor-modulación O1 y O2 son buenas alternativas frente a otras propuestas realizadas en la literatura científica. Por un lado, la propuesta O1 únicamente se beneficia de los grados de libertad adicionales del convertidor ZVR-D2 para índices de modulación elevados (modo \textcircled{m}). Esto hace que la CMV se mantenga siempre estable en dos niveles de tensión (figura 5.27(d), $N_L = 2$), en lugar de los cuatro de SV-PWM (considerado el peor caso con $v_{CM_{fom}} = 0,64$, tabla 5.6). Gracias a ello, se consigue reducir la CMV (figura 5.28, $v_{CM_{fom}} = 0,41$) frente a la combinación clásica de convertidor VSI y la modulación SV-PWM pero, además, se consigue aumentar la eficiencia del convertidor frente a esta alternativa, obteniéndose también valores superiores de eficiencia frente a otras combinaciones propuestas en la literatura científica (figura 5.26). Por el contrario, la combinación O2 tiene ciertos inconvenientes para el vehículo eléctrico, ya que empeora ligeramente la eficiencia del convertidor (figura 5.26) a costa de mejorar notablemente la CMV (figura 5.28, $v_{CM_{fom}} = 0,25$). Sin embargo, y como se ha mencionado previamente, la diferencia que se obtie-

ne en términos de eficiencia puede ser asumible. Además, ésta puede mejorar o empeorar en función del semiconductor de potencia empleado.

5.5 Conclusiones

Hay que tener en cuenta que el punto de operación del convertidor de potencia es extremadamente determinante a la hora de seleccionar una topología de convertidor o una técnica de modulación específica. Por ello, se deben considerar los rangos de operación actuales de los motores embarcados en los vehículos eléctricos. En este sentido, este capítulo explica en detalle los principales parámetros del convertidor relacionados con los de la máquina eléctrica. Además, se demuestra que la elección del semiconductor de potencia más conveniente es, también, sumamente determinante en el funcionamiento del sistema de propulsión. En general, los dispositivos de *SiC* ofrecen prestaciones más interesantes que los de *Si*, sobretudo en términos de eficiencia. Por este motivo, además de que los principales fabricantes de vehículos ya empiezan a emplear dispositivos basados en *SiC* en sus convertidores, en este capítulo se ha utilizado un semiconductor de esta tecnología para comparar los resultados de distintas topologías de convertidor y técnicas de modulación.

Considerando lo anterior, el funcionamiento y las características más destacadas del convertidor ZVR-D2 propuesto han sido explicados en profundidad en este capítulo. Mediante distintas simulaciones, se han demostrado las ventajas e inconvenientes que tiene este convertidor frente al VSI convencional. En general, se ha demostrado que las pérdidas totales del convertidor ZVR-D2 aumentan ligeramente respecto a las del VSI convencional. Sin embargo, y en el caso concreto de los dispositivos comparados, las pérdidas de conducción son mayores para el dispositivo SCT de *SiC* que para el dispositivo AUIR de *Si*. Por lo tanto, seleccionando un dispositivo de *SiC* diferente, es posible que estos resultados puedan mejorarse. Por otro lado, en lo que se refiere a las pérdidas de conmutación, ocurre lo contrario. Estas pérdidas se reducen considerablemente con la tecnología de *SiC* frente a la tecnología de *Si* (hasta un 85%). Teniendo esto en cuenta, el incremento de pérdidas de conmutación al migrar del convertidor VSI a la topología ZVR-D2 puede ser asumible. En cualquier caso, la ventaja principal del convertidor ZVR-D2 frente al VSI, en términos de las pérdidas de potencia, es que la distribución de estas pérdidas entre todos dispositivos del convertidor es más beneficiosa (se obtiene una reducción de pérdidas de potencia en los dispositivos del VSI de, por ejemplo, un 15% para un $M_a = 0,9$). El hecho de que los semiconductores de potencia tengan menos pérdidas hace que éstos se calienten menos, lo cual resulta ventajoso en términos de fiabilidad y dimensionamiento

del sistema de refrigeración.

En lo que respecta a la estrategia de modulación utilizada, se ha demostrado que emplear técnicas convencionales como SV-PWM puede ser contraproducente para la fiabilidad del convertidor. Sin embargo, para reducir la CMV tampoco es la mejor solución utilizar técnicas de modulación RCMV-PWM, ya que éstas empeoran la calidad de las tensiones y corrientes a la entrada y a la salida del inversor (peor Δi_{DC} , Δv_{DC} , Δi_{out} y THD_i) y, por lo general, también reducen el rango lineal aprovechable. En este sentido, emplear técnicas de modulación discontinuas y la técnica CCMV-PWM es una mejor alternativa para buscar un equilibrio entre todas las prestaciones del convertidor. De hecho, si se combinan las técnicas CCMV-PWM y D-PWM, se puede mejorar la eficiencia del convertidor o reducir la CMV en función de si se emplea o no el modo (m) que proporciona el convertidor ZVR-D2 propuesto en esta tesis.

Por otro lado, cuando se comparan varias topologías de inversores con desacoplamiento en igualdad de condiciones (controladas por la misma estrategia de modulación), se puede demostrar que los mejores resultados se obtienen al usar topologías con desacoplamiento AC, ya que, en términos generales, el uso de dichas topologías proporciona una mayor eficiencia con respecto a las de desacoplamiento DC. Además, se ha demostrado que utilizar diodos *clamping* para fijar la tensión asegura la CMV deseada durante los tiempos de aplicación de los vectores nulos, lo cual permite reducir significativamente esta tensión parásita. Del mismo modo, conviene recordar que la filosofía del desacoplamiento DC es desconectar la fuente del inversor durante la aplicación de los vectores nulos y esto evita el flujo de potencia de la fuente a la carga, evitando, así, el frenado regenerativo, el cual es un régimen de operación absolutamente necesario en los vehículos eléctricos actuales ya que permite extender significativamente su autonomía.

En definitiva, de todo este análisis se puede extraer que el convertidor ZVR-D2 es el candidato idóneo para reemplazar al VSI convencional en el sistema de propulsión de los vehículos eléctricos cuando se tiene como objetivo reducir la CMV. En primer lugar, se redistribuyen las pérdidas de potencia entre los dispositivos del inversor y los semiconductores adicionales, lo cual puede reducir el coste y el tamaño del sistema de refrigeración. En segundo lugar, la topología ZVR-D2 permite funcionar (cuando sea necesario) como un VSI tradicional. Este grado de libertad permite incrementar la eficiencia del convertidor en función de las condiciones de operación del vehículo (perfil de conducción y del estado de carga de la batería). En tercer lugar, este convertidor ofrece la posibilidad de reducir la CMV completamente en términos del número de variaciones (N_L y N_T), es decir, permitiendo obtener un valor constante de esta tensión para un gran porcentaje

del rango lineal. Por último, en términos de eficiencia, y gracias al uso de técnicas de modulación discontinuas, se pueden obtener valores superiores a los del convertidor VSI controlado por SV-PWM. Esto no solo es beneficioso en términos de eficiencia, sino que, si se aprovechan los grados de libertad adicionales del convertidor y se combinan apropiadamente distintas técnicas de modulación, se puede obtener un buen compromiso entre todas las prestaciones del convertidor.

Considerando lo anterior, en esta tesis se propone la modulación denominada HCCMV-PWM que combina CCMV-PWM y D-PWM. A su vez, se proponen dos versiones de esta modulación. La primera con CCMV-PWM (con $N_L = 2$) y D-PWM \textcircled{m} (también con $N_L = 2$), acotando de esa forma la CMV entre $-V_{DC}/6$ y $V_{DC}/6$, al mismo tiempo que se consigue superar la eficiencia del VSI convencional empleado en los vehículos eléctricos. La segunda es una solución más innovadora, que prioriza la fiabilidad frente a la autonomía del vehículo. Esta alternativa emplea CCMV-PWM \textcircled{m} , la cual logra la mayor reducción posible de la CMV que puede ofrecer el convertidor ZVR-D2 ($\Delta_P = N_T = 0$). Después, ésta se combina con D-PWM para priorizar la eficiencia en aquellos intervalos de operación del vehículo eléctrico en los que se requiere un índice de modulación en amplitud elevado. En términos generales, esta última alternativa consigue los mejores resultados cuando combina las dos modulaciones para un mismo índice de modulación (rango de funcionamiento de $0,5 < M_a < 0,7$). En dicho intervalo (aproximadamente un 20 % del rango lineal) se obtienen los mejores resultados en términos de eficiencia y CMV cuando se compara con otras alternativas de topología de convertidor y técnica de modulación.

Capítulo 6

Prototipado y validación del convertidor de potencia ZVR-D2

6.1 Introducción

En el capítulo 5 se han mostrado mediante herramientas de simulación las ventajas que aporta el convertidor ZVR-D2 propuesto. Ahora bien, para validar el comportamiento real de este convertidor y demostrar que, efectivamente, reduce los problemas de la tensión de modo común (CMV) es necesario demostrarlo experimentalmente.

En general, para la constitución de un convertidor de potencia se deben considerar varios aspectos de diseño que involucran tanto a los semiconductores de potencia (sea a nivel de módulo de potencia o de dispositivos discretos), como al resto de elementos integrantes del convertidor (tarjeta de *drivers*, bus DC, sistema de refrigeración, etc.). En este sentido, el emplazamiento de los dispositivos semiconductores en cada celda de conmutación es relevante debido a la presencia de elementos parásitos. Concretamente, la existencia de variaciones de corriente (di/dt) en las inductancias parásitas del convertidor generan picos de tensión, aumentan las pérdidas de conmutación y, también, generan interferencias electromagnéticas (EMI). Por otro lado, en el diseño óptimo de una tarjeta de *drivers* se deben considerar aspectos tales como las protecciones (“*desaturation protection*”, “*active Miller clamp*”, “*active clamping*”, “*gate clamping*”,

etc.), la aplicación de tiempos muertos, aislamientos, corrientes de salida de los propios *drivers*, etc. Además, en lo que se refiere al bus DC, el condensador o condensadores elegidos deben garantizar la transferencia de potencia a la carga, reduciendo el rizado de corriente exigido a la fuente y, al mismo tiempo, reduciendo las variaciones de tensión en la entrada del convertidor. En este sentido, se deben considerar aspectos críticos de los condensadores como la inductancia parásita (*ESL*) o la resistencia serie (*ESR*). Asimismo, también se debe considerar una conexión adecuada entre dichos condensadores y los semiconductores de potencia del convertidor para minimizar los efectos parásitos. Por último, y como se ha mencionado en capítulos anteriores, también se debe utilizar un sistema de refrigeración adecuado que permita evacuar el calor generado por los semiconductores de potencia y evitar, así, que su temperatura no aumente en exceso.

Todos los aspectos de diseño previamente mencionados hacen que el desarrollo de un convertidor de potencia customizado que permita resolver eficazmente el problema de la CMV no sea sencillo. De hecho, añadir un gran número de variables que puedan convertirse en fuentes de fallos dificulta la demostración de un concepto teórico, el cual, en este caso particular, consiste en demostrar la capacidad que tiene el convertidor ZVR-D2 para reducir la CMV. Considerando esto último, para esta tesis doctoral se ha seleccionado como punto de partida un kit de evaluación de inversor *HybridKIT Drive* del fabricante Infineon. Utilizar este inversor, ya testado y optimizado, evita la aparición de numerosos errores que suelen ocurrir durante la etapa de diseño del prototipo de convertidor. Además, hay que tener en cuenta que el convertidor ZVR-D2 propuesto tiene la ventaja de que, incorporando elementos hardware adicionales sobre un convertidor VSI existente, puede proporcionar las funcionalidades necesarias para reducir la CMV sin requerir modificaciones sobre dicho VSI. En este sentido, la dificultad reside en la selección de los semiconductores de potencia del hardware adicional, así como en la elaboración de un diseño lo más compacto posible del prototipo de convertidor propuesto.

Una vez constituido dicho prototipo, para la puesta en marcha de éste se requiere de una plataforma de prototipado rápido que permita validar, experimentalmente y de una forma más sencilla, sus resultados. Dicha plataforma debe considerar, por un lado, la conexión entre un procesador digital de tiempo real y el propio convertidor de potencia. En este sentido, el procesador digital empleado es el dispositivo OP4510 de la empresa canadiense OPAL-RT Technologies. Además, para la transmisión y recepción de las señales resulta interesante utilizar cables de fibra óptica (con su consiguiente inmunidad al ruido), siendo dichas señales tanto los disparos de los semiconductores de potencia como otras que se corresponden con las variables de control del convertidor. Por otro lado, se deben implementar

los algoritmos de modulación propuestos para validar la operatividad del convertidor. Finalmente, también se requiere de una carga trifásica para la puesta en marcha del convertidor que, en este caso particular y por simplicidad, consiste en una carga RL pasiva. Todo ello permite obtener experimentalmente, y para distintos puntos de operación estáticos, las curvas de CMV del convertidor.

Por último, y en lo que se refiere a la eficiencia del convertidor ZVR-D2, en esta tesis doctoral se ha modelado dicho convertidor para ser evaluado mediante ciclos de conducción de vehículos eléctricos y, así, poder obtener resultados cercanos a unas condiciones de operación más realistas y en un régimen de operación dinámico. Para ello, se ha utilizado el mismo procesador digital (OP4510) que en el caso del prototipado rápido del convertidor. Con éste se pueden simular diseños basados en modelos y reducir significativamente el tiempo de ejecución frente a la simulación *offline* convencional en un ordenador (capítulo 5), ya que permite acelerar las simulaciones o incluso realizar las simulaciones en tiempo real. De hecho, utilizar esta herramienta de simulación permite abstraerse de un vehículo eléctrico en su conjunto, modelándose y simulando el comportamiento de distintos subsistemas del vehículo de forma individual. Además, los modelos se pueden desarrollar en MATLAB/Simulink, lo que facilita enormemente su programación.

Considerando todo lo anterior, en la sección 6.2 se explica el hardware necesario para construir el prototipo de convertidor ZVR-D2 de esta tesis doctoral. A continuación, en la sección 6.3 se muestran las distintas funcionalidades del procesador de tiempo real empleado en esta tesis, tanto para el prototipado rápido y la experimentación, como para las simulaciones durante ciclos de conducción. Posteriormente, en la sección 6.4 se presentan los resultados experimentales obtenidos con el prototipo de convertidor ZVR-D2, así como otros aspectos que se deben considerar para su funcionamiento. Posteriormente, en la sección 6.5 se analizan los resultados obtenidos durante ciclos de conducción particulares de vehículos eléctricos, tanto en términos de eficiencia como de reducción de la CMV. Finalmente, en la sección 6.6 se muestran las conclusiones más relevantes.

6.2 Descripción hardware del convertidor de potencia ZVR-D2

La figura 6.1 muestra una vista explosionada del prototipo de convertidor ZVR-D2 desarrollado en esta tesis. Asimismo, la tabla 6.1 muestra los componentes principales que se han utilizado para conformar dicho prototipo. Como se viene diciendo, por sencillez, además de para eludir el diseño de un convertidor desde

Tabla 6.1: Principales componentes del prototipo de convertidor ZVR-D2.

	Elemento	Componente	Ctd.	Parámetros principales		Descripción
Hardware <i>HybridKIT</i> <i>Drive</i>	Módulo de potencia y refrigeración del VSI (figura 6.2)	Módulo F8S20R08A6P2B (Infineon)	1	$I_{C,max}$ $V_{CES,max}$ f_{sw}	820 A ^(a) 750 V ^(b) 10 kHz ^(c)	Certificado automoción, arquitectura 6-in-1, tecnología IGBT EDT2, terminales <i>press-fit</i> , <i>baseplate</i> con <i>pin-fins</i> .
		<i>Coldplate</i>	1	$R_{th,JF}$	0,120 K/W	Diseñado para la serie <i>HybridPACK drive</i> .
	Condensador (figura 6.3)	Condensador B25655P5657K351 (TDK)	1	C_{DC} $V_{DC,max}$ ESL ESR	650 μ F 600 V 10 nH 0,5 m Ω	Diseñado para la serie <i>HybridPACK drive</i> , polipropileno metalizado (MKP), certificado automoción.
	Tarjeta de <i>drivers</i> del VSI (figura 6.5)	Conector HSEC8-140-01-S-DV-A (Samtec)	1	V_{cc} <i>Inputs</i> <i>Outputs</i>	8-18 V 12 10	Alimentación tarjeta, conexión PCB <i>interface</i> , retransmisión señales.
<i>Driver Sense</i> 1EDI2010AS y <i>Driver Boost</i> 1EBN1001AE		6	f_{sw} R_{gon} R_{goff} V_{on} V_{off} SPI ADC	30 kHz ^(c) 0,5 Ω 2,8 Ω 15 V -8 V 2 MBd 8 bits	<i>Driver</i> canal único, certificado automoción, IGBT hasta 1.200 V, aislamiento galvánico, comunicaciones SPI, sentido de tensión, sentido de temperatura.	
Hardware propio de esta tesis	PCB-Busbar para equilibrado (figura 6.3)	Condensador C4AQLBW5500A3JK (KEMET Electronics)	3	C_1, C_2, C_3 $V_{DC,max}$ ESL ESR	50 μ F 500 V 10 nH 2,8 m Ω	Condensadores adicionales para acceder a $V_{oc/3}$ y $2V_{oc/3}$, polipropileno metalizado (MKP), certificado automoción.
		Resistencia	3	R_1, R_2, R_3	^(d)	Resistencia de equilibrado.
		Diodo Zener	3	R_{S1}, R_{S2}, R_{S3} Z_1, Z_2, Z_3	^(d) ^(d)	Resistencia serie Zener. Regulador Zener.
	PCB adaptación señales (figura 6.5)	DC/DC aislado	1	TMR3-1211 (TracoPOWER)		Alimentación 12 V- 5V.
		Conector HFBR-2531Z	12	R_s V_{rx}	1 MBd 5 V	Receptor fibra óptica.
		Conector HFBR-1531Z	10	R_s V_{tx}	5 MBd 5 V	Transmisor fibra óptica.
	PCB conexión convertidor-carga (figura 6.7)	Módulo MSCDC50X701AG (Microsemi)	2	$I_{F,max}$ $V_{D,max}$ V_F R_F $R_{th,JC}$	50 A 700 V ^(b) 1 V 25 m Ω 0,86 K/W	Puente de diodos 6-in-1, con diodos <i>Schottky</i> de <i>SiC</i> , recuperación inversa despreciable.
	PCB interconexión (figura 6.7)	MOSFET G3R20MT12N (GeneSiC)	2	$V_{DS,max}$ $I_{D,max}$ $R_{DS,on}$ $R_{th,JC}$	1.200 V ^(b) 66 A 20 m Ω 0,37 K/W	MOSFET de <i>SiC</i> para los dispositivos adicionales.
		Diodo MSC2X51SDA120J (Microsemi)	2	$V_{D,max}$ $I_{F,max}$ V_F R_F $R_{th,JC}$	1.200 V ^(b) 50 A 1,5 V 25 m Ω 0,56 K/W	Diodos <i>Schottky</i> de <i>SiC</i> para hacer el <i>clamping</i> .
	PCB <i>driver</i> (figura 6.7)	DC/DC aislado	2	ISE0524A-TR		Alimentación 5 V- 24 V.
		Conector HFBR-2531Z	2	R_s V_{rx}	1 MBd 5 V	Receptor fibra óptica.
		<i>Driver</i> 1EDC20H12AH (Infineon)	2	R_g V_{on} V_{off}	2,5 Ω 19 V -5 V	<i>Driver</i> canal único, 1.200 V de aislamiento, 10 A de corriente a la salida.

Notas de la tabla:

(a) La corriente máxima de operación del prototipo está limitada a 50 A por los dispositivos semiconductores del hardware propio de la tesis.

(b) La tensión máxima de operación del prototipo está limitada a 500 V tanto por componentes de la tarjeta de *drivers* como por los condensadores adicionales para el equilibrado del bus DC.

(c) La frecuencia de operación del prototipo está limitada a 12 kHz por componentes de la tarjeta de *drivers*.

(d) Valores que dependen de la tensión de la batería. Se deben dimensionar correctamente si se desea hacer un buen equilibrado del bus DC.

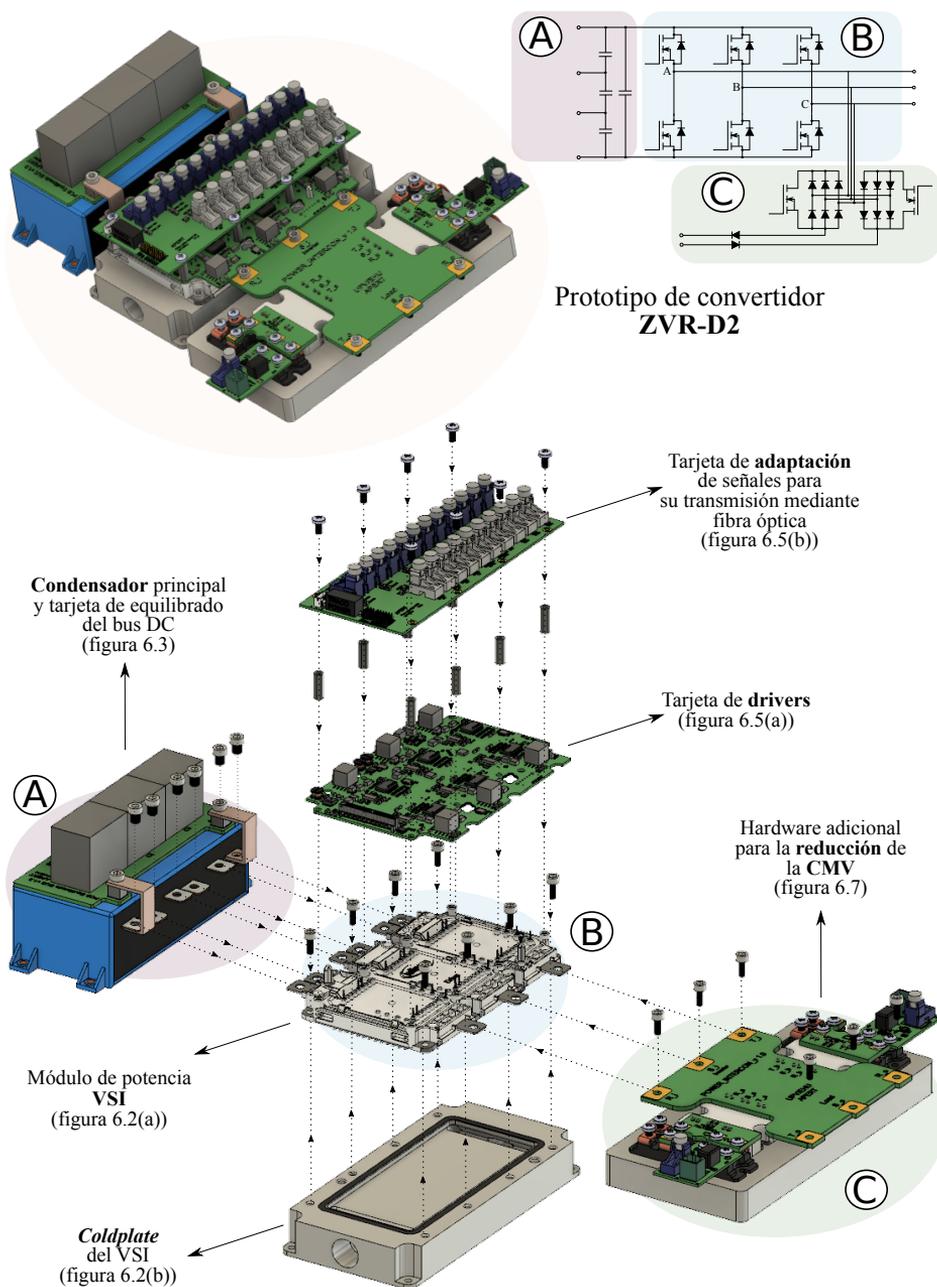


Figura 6.1: Vista explosionada del prototipo de convertidor ZVR-D2.

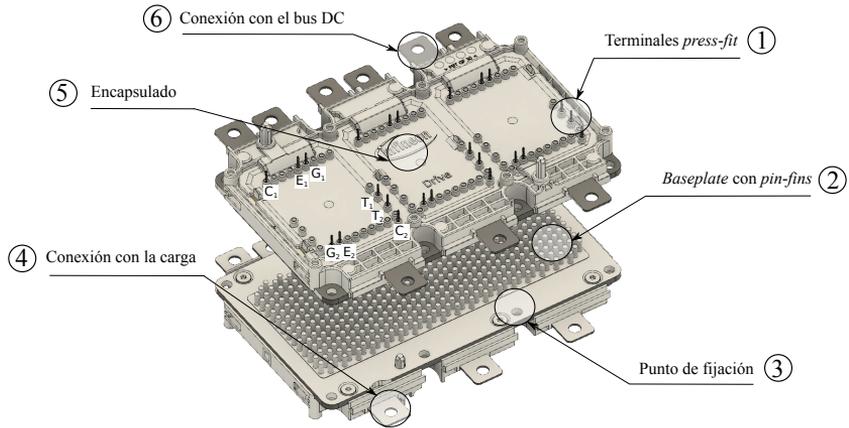
su inicio, en este trabajo se ha utilizado el kit de evaluación de inversor *HybridKIT Drive* del fabricante Infineon. Dicho convertidor consta de un módulo 6-in-1 (sección 1.2.2) optimizado para vehículos híbridos y eléctricos. De hecho, algunos vehículos comerciales, por ejemplo, de la marca Volkswagen, utilizan este tipo de convertidor en sus vehículos. A este hardware se le han añadido los elementos adicionales (puentes de diodos trifásicos, diodos de *clamping*, MOSFETs, circuitos de control, etc.) para conformar el convertidor ZVR-D2 y demostrar, de esa forma, los conceptos que se proponen en esta tesis para la reducción de la CMV.

A continuación se describen las características más relevantes de cada uno de los elementos integrantes del prototipo de convertidor de potencia.

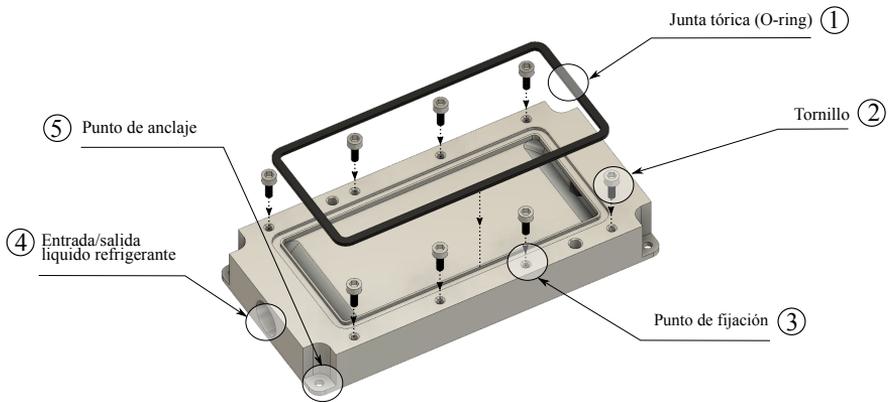
6.2.1 Módulo de potencia y sistema de refrigeración del *HybridKIT Drive* de Infineon

La figura 6.2 muestra el módulo de potencia FS820R08A6P2B y su correspondiente sistema de refrigeración (*coldplate*), los cuales vienen incluidos en el *HybridKIT* de Infineon. El módulo (figura 6.2(a)) consiste en un convertidor trifásico constituido por 6 *switches* de silicio. En concreto, la tecnología de dispositivo que utiliza es de la generación de IGBT EDT2, basado en la tecnología de dispositivos de automoción *Micro-Pattern Trench-Field-Stop* que se emplea habitualmente en los inversores de Infineon para vehículos eléctricos. Las principales características que hacen a este módulo interesante para su aplicación en vehículos eléctricos son su densidad de corriente, su robustez frente a cortocircuitos, además de su tensión de bloqueo y su baja resistencia térmica.

Desde el punto de vista mecánico, este convertidor tiene la ventaja de utilizar terminales *press-fit* para conectar los pines del módulo de potencia con los de la tarjeta de *drivers* (figura 6.2(a)-①). Ello hace que aumente la fiabilidad del convertidor, además de ahorrar costes y evitar procesos de soldadura. Por otro lado, la base del módulo la conforma un *baseplate* con *pin-fins* (figura 6.2(a)-②), lo cual ayuda a conseguir mejores prestaciones, ya que los *pin-fins* permiten enfriar eficazmente el fluido refrigerante (típicamente una mezcla de etilenglicol con agua). A su vez, el *baseplate* del módulo de potencia se conecta al *coldplate* (figura 6.2(b)), el cual tiene una junta tórica o anillo de sellado (figura 6.2(b)-①) de caucho de etileno propileno dieno (EDPM) que separa y sella esa conexión para que no fugue el líquido refrigerante. Finalmente, la conexión entre todos estos elementos se fija a través de unos tornillos (figura 6.2(b)-②), a los cuales hay que aplicar un par concreto para que la unión con el módulo y toda la estructura sea más consistente y se reduzca la resistencia térmica.



(a) Módulo de potencia FS820R08A6P2B (Infineon).



(b) Coldplate.

Figura 6.2: Módulo de potencia y sistema de refrigeración del *HybridKIT Drive* de Infineon.

Desde el punto de vista eléctrico, el inversor puede trabajar hasta una tensión máxima de 750 V y una corriente de hasta 820 A gracias a la paralelización interna de varios “bare-dies”. Además, el convertidor está optimizado para trabajar a una frecuencia de conmutación cercana a los 10 kHz. Sin embargo, los *drivers* que utiliza para los disparos de los IGBTs podrían conmutar hasta los 30 kHz, pero el kit de evaluación viene limitado por algunos componentes de la tarjeta de *drivers* como, por ejemplo, las fuentes DC/DC aisladas y los diodos de *clamping*

TVS de la tarjeta de *drivers*. Esto hace que no se pueda trabajar en el prototipo por encima de tensiones del bus DC de 500 V y a frecuencias superiores a los 12 kHz. Todos estos detalles se resumen en la tabla 6.1.

6.2.2 Bus DC equilibrado y condensador del *HybridKIT Drive* de Infineon

La figura 6.3 muestra el condensador principal (C_{DC}) que incluye el *HybridKIT Drive* de Infineon y el hardware adicional necesario para reducir la CMV que se ha diseñado en esta tesis para el convertidor ZVR-D2. El condensador principal (B25655P5657K351) es del fabricante TDK (figura 6.3-①) y se ha diseñado específicamente para el módulo *HybridPACK Drive*. La tabla 6.1 muestra los valores de los parámetros principales de este condensador. El diseño compacto de este condensador permite que no sea necesario desarrollar un bus bar específico para conectar el condensador con el módulo de potencia, ya que se pueden atornillar directamente las pletinas del condensador con las del módulo (figura 6.3-②). Sin embargo, dado que en el caso particular del convertidor ZVR-D2 se requiere un diseño específico de bus DC (necesitándose acceder a los puntos un tercio y dos tercios de la tensión proporcionada por el condensador (figura 6.3-⑦)) se ha elaborado un PCB adicional (figura 6.3-③) que se conecta eléctricamente a las mismas pletinas. Para ello, se han diseñado las pletinas mostradas en la figura 6.3-④. Por otro lado, sobre dicho PCB se ha construido un bus equilibrado, compuesto por tres condensadores (C_1 , C_2 y C_3), cuyas características se pueden ver, nuevamente, en la tabla 6.1. Dichos condensadores tienen una serie de resis-

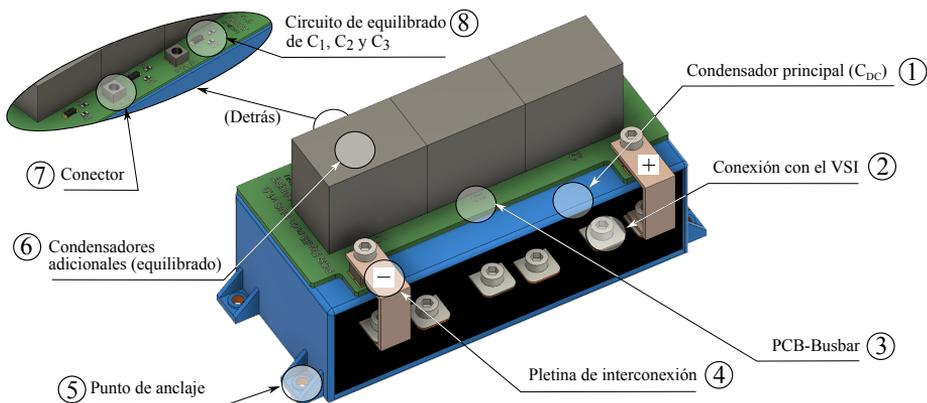


Figura 6.3: Bus DC equilibrado y condensador del *HybridKIT Drive* de Infineon.

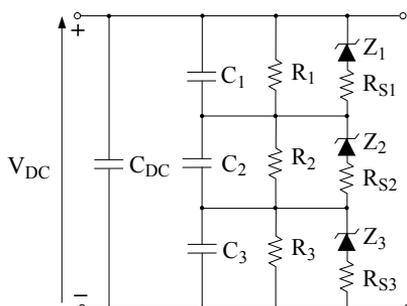


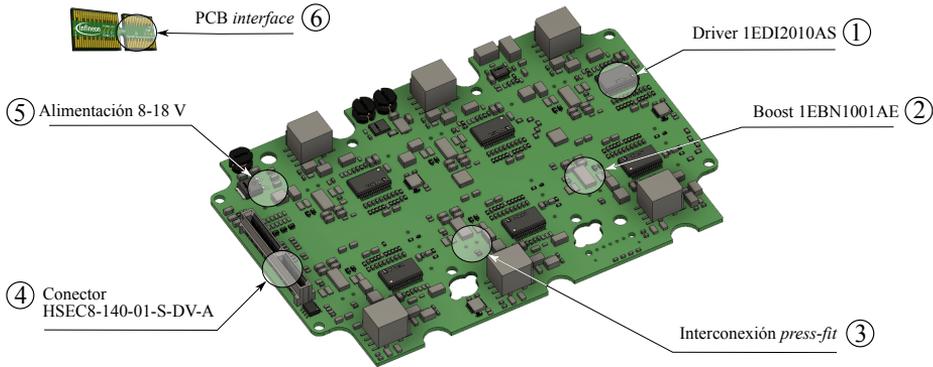
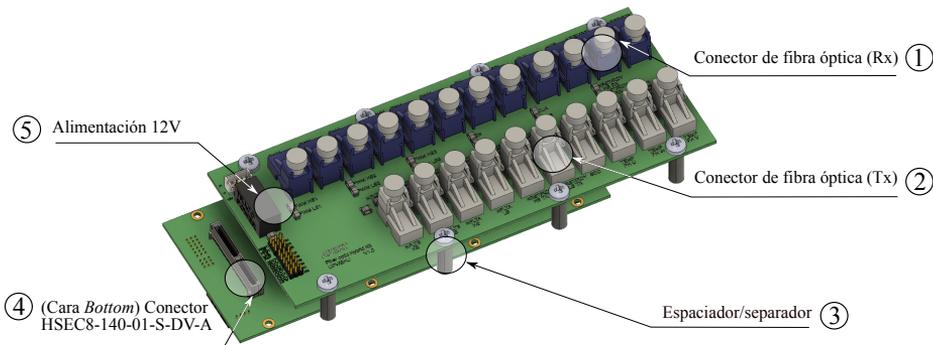
Figura 6.4: Circuito equivalente del bus DC del convertidor ZVR-D2.

tencias en paralelo (R_1 , R_2 y R_3) para su equilibrado (figura 6.3-(8)). Además, con el objetivo de mejorar el equilibrado, se ha incluido un circuito adicional en paralelo que consta de tres diodos Zener (Z_1 , Z_2 y Z_3) y otras tantas resistencias serie (R_{S1} , R_{S2} y R_{S3} , según proceda). El objetivo de este circuito adicional es que la resistencia (R_{S1} , R_{S2} y R_{S3} , según proceda) deje circular la corriente únicamente cuando el condensador supere la tensión de ruptura del Zener correspondiente. A modo de resumen, el esquema eléctrico del nuevo bus DC completo se muestra en la figura 6.4.

6.2.3 Tarjeta de *drivers* del *HybridKIT Drive* de Infineon y tarjeta de adaptación de señales

La figura 6.5 muestra las dos tarjetas que se requieren en el prototipo para conmutar los semiconductores de potencia del VSI. Concretamente, la figura 6.5(a) muestra la tarjeta de *drivers* que incluye el *HybridKIT Drive* y la figura 6.5(b) muestra la tarjeta de adaptación de señales que se ha diseñado para enviar dichas señales a través de cables de fibra óptica al procesador digital OP4510 (figura 6.8). El diagrama de bloques simplificado de la tarjeta de *drivers* del prototipo se muestra en la figura 6.6. Del mismo modo, los componentes más relevantes de estas tarjetas, así como sus características, se muestran en la tabla 6.1.

La tarjeta de *drivers* se alimenta entre 8 y 18 V (figura 6.5(a)-(5)) a través de un PCB denominado “*interface*” (figura 6.5(a)-(6)). Este PCB se conecta directamente a un conector HSEC8-140-01-S-DV-A del fabricante Samtec (figura 6.5(a)-(4)) que, además de la alimentación, conecta las señales provenientes del PCB *interface* con los *drivers* de la tarjeta. Para el circuito de cada *driver* se utiliza un EICEDriver Sense 1EDI2010AS (figura 6.5(a)-(1)), además de un EICEDriver Boost 1EBN1001AE (figura 6.5(a)-(2)), siendo ambos del fabricante

(a) Tarjeta de *drivers* EVAL-6ED100HPDRIVE-AS de Infineon.

(b) PCB de adaptación de señales.

Figura 6.5: Tarjeta de *drivers* del *HybridKIT Drive* de Infineon y tarjeta de adaptación de señales para transmisión por fibra óptica.

Infineon. El lado secundario de cada uno de los *drivers* se alimenta de forma aislada a través de un circuito de adaptación. Por otro lado, las señales llegan directamente a los *drivers* a través de los pines correspondientes y el *driver* procesa cada señal. Algunas de las principales características de estos *drivers* son su capacidad de detección de cortocircuitos (*desaturation*), su protección contra sobretensiones (*active collector gate clamping*), la capacidad de medir digitalmente la temperatura y la tensión, y, además, que todas las funcionalidades del *driver* se pueden programar vía comunicación SPI.

En cuanto al origen de las señales, el kit de evaluación completo de Infineon incluye una tarjeta lógica (con su correspondiente microcontrolador) que puede

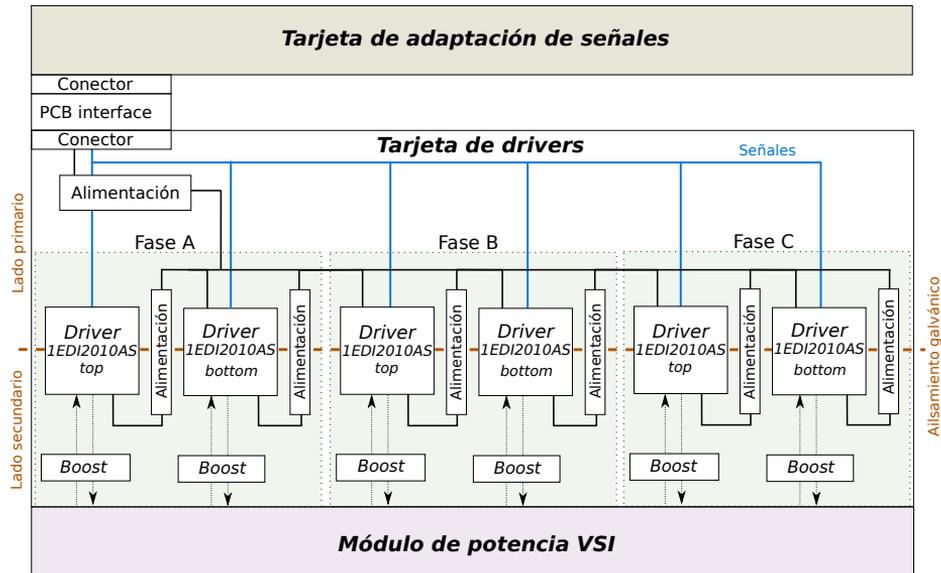


Figura 6.6: Diagrama de bloques general de la tarjeta de *drivers*.

pre-programarse para controlar el funcionamiento del convertidor. Esta tarjeta se acopla a la tarjeta de *drivers* a través del *PCB interface* (figura 6.5(a)-(6)) que conecta pin a pin las señales del conector de Samtec de la tarjeta de *drivers* (figura 6.5(a)-(4)) con el mismo tipo de conector en la tarjeta lógica. Sin embargo, dado que en esta tesis doctoral se quieren demostrar conceptos específicos y elaborar técnicas de modulación alternativas, se ha optado por desarrollar una tarjeta de adaptación de señales (figura 6.5(b)) que se conecte al *PCB interface* (figura 6.5(a)-(6)) para, así, poder enviar dichas señales (disparos de los dispositivos semiconductores, sensados digitales, alertas de fallos, etc.) al procesador digital OP4510 a través de varios canales de fibra óptica (figura 6.5(b)-(1) y (2)).

6.2.4 Hardware adicional para la reducción de la CMV

En lo referente al hardware adicional que se necesita para conformar el convertidor ZVR-D2 propuesto, ha sido necesario diseñar y fabricar varios PCBs con distintas funcionalidades. La figura 6.7 muestra todos estos PCBs, así como los semiconductores de potencia añadidos, los cuales se explican a continuación:

1. PCB de interconexión con la carga. En la figura 6.2(a)-(4) se muestra que el módulo de potencia incluye unas pletinas con las que conectar la carga

trifásica. Sin embargo, dado que también se requiere la conexión con dos puentes de diodos, ha sido necesario elaborar un PCB de interconexión con la carga (figura 6.7-(4)) para conseguir un diseño compacto y fiable de todo el hardware adicional. Este PCB conecta directamente el módulo de potencia del VSI con los respectivos puentes de diodos y con la carga trifásica. Los puentes de diodos que se han seleccionado (figura 6.7-(5)) son módulos de potencia MSCDC50X701AG de Microsemi. Dichos módulos incluyen terminales de soldadura para un fácil montaje sobre un PCB y, al mismo tiempo, éstos se pueden montar directamente sobre un *coldplate* (figura 6.7-(9)). Cada módulo está constituido por seis diodos Schottky de *SiC* que pueden conmutar a altas frecuencias, ya que, además, tienen una recuperación inversa muy reducida. En la tabla 6.1 se muestran, a modo resumen, las características más relevantes de estos módulos.

2. PCB de interconexión entre los dispositivos adicionales. Los puentes de diodos que se han seleccionado se deben conectar a los *switches* adicionales (figura 6.7-(6)) y a los diodos de *clamping* (figura 6.7-(8)) a través de otro PCB (figura 6.7-(3)), cuya función principal es la interconexión de los dispositivos. El semiconductor seleccionado es un MOSFET G3R20MT12N de *SiC* del fabricante GeneSiC (figura 6.7-(6)). Por otro lado, el diodo de *clamping* que se ha seleccionado (figura 6.7-(8)) es un diodo MSC2X51SDA120J de *SiC* del fabricante Microsemi¹. Las características más relevantes de ambos dispositivos se muestran en la tabla 6.1.
3. PCB de disparo de los semiconductores adicionales. Para disparar cada MOSFET G3R20MT12N se requiere una tarjeta de disparos individual (figura 6.7-(2)). Cada una de estas tarjetas incluye su propia alimentación (figura 6.7-(1)) mediante un DC/DC ISE2424A-TR de 5 V a 24 V, además de un canal de recepción de fibra óptica (figura 6.7-(7)) por donde se reciben las señales de disparo que envía el OP4510. Estas señales llegan a un *driver* 1EDC20I12AH de un único canal, con un aislamiento que soporta una tensión máxima de 1200 V y que tiene una corriente de salida de hasta 10 A. Se ha seleccionado este *driver* frente a los utilizados por el propio VSI debido a su simplicidad y, principalmente, para evitar enviar un mayor número de señales mediante fibra óptica (solo se envía el disparo del semiconductor).

¹Debido a la selección de estos dispositivos, además de los puentes de diodos escogidos, el funcionamiento del prototipo queda limitado a una corriente máxima de 50 A. En este sentido, y como el objetivo es únicamente validar la funcionalidad el prototipo para reducir la CMV, estos valores son suficientes para demostrar el concepto propuesto en esta tesis. En caso de requerirse rangos de operación superiores sería necesario redimensionar el hardware adicional.

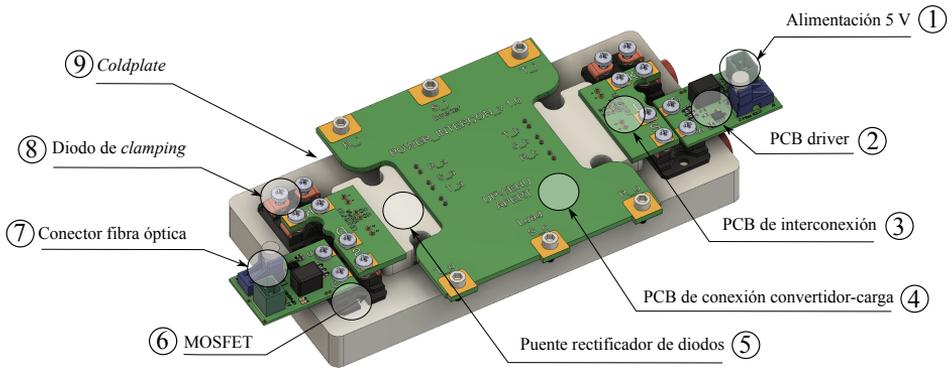


Figura 6.7: Hardware adicional del convertidor ZVR-D2 para la reducción de la CMV.

Una vez revisados todos los elementos que componen el prototipo ZVR-D2, conviene explicar el procesador digital de altas prestaciones que se ha utilizado para obtener los resultados.

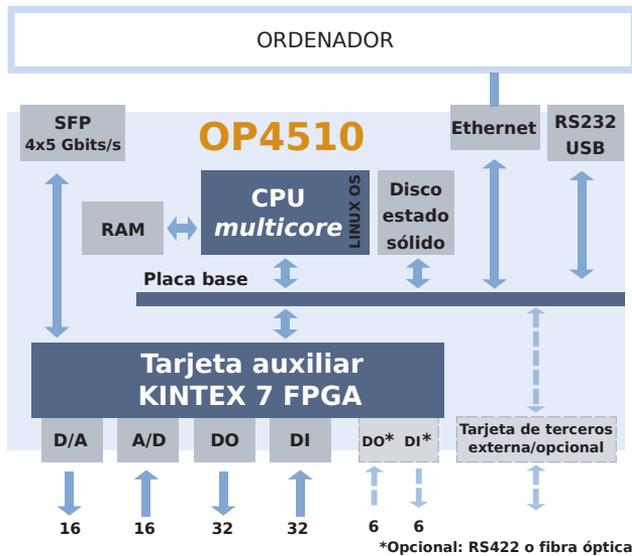
6.3 Descripción del dispositivo digital de tiempo real OP4510

Como se ha adelantado en la introducción, se ha utilizado el dispositivo de tiempo real OP4510 de la empresa OPAL-RT Technologies, tanto para obtener los resultados experimentales como para realizar simulaciones bajo ciclos de conducción específicos para vehículo eléctrico. La figura 6.8 muestra este dispositivo y su arquitectura interna, el cual consta de un microprocesador de cuatro núcleos (3.5 GHz) y una FPGA Kintex7 de Xilinx (el paso de simulación mínimo para los modelos ejecutados en la CPU es de $7 \mu s$, mientras que el paso mínimo para los que se ejecutan la FPGA es de $250 ns$). El dispositivo incluye 32 salidas y 32 entradas digitales, así como 16 salidas y 16 entradas analógicas, las cuales se utilizan para recibir/enviar señales desde/hacia el prototipo de convertidor desarrollado en esta tesis. Durante el proceso de diseño del convertidor de potencia, estas características permiten utilizar el dispositivo para implementar las siguientes modalidades de ejecución:

- **Simulación convencional.** Es posible agilizar la simulación de modelos con alta carga computacional utilizando una o varias CPUs del dispositivo digital. De este modo, el tiempo de ejecución se reduce considerablemente



(a) Plataforma de simulación.



(b) Arquitectura del dispositivo.

Figura 6.8: Dispositivo digital de altas prestaciones OPAL-RT OP4510.

con respecto a la utilización de un ordenador convencional. En esta modalidad la simulación no se realiza en tiempo real y es posible aplicar pasos de simulación cortos y obtener resultados precisos. Éstos modelos pueden seguir el paradigma SiL (*simulation-in-the-loop*) o MiL (*model-in-the-loop*). En esta última modalidad el sistema de control se desarrolla mediante el paradigma de diseño basado en modelos (MBD, *model-based design*), facilitando la transición entre la simulación y la implementación digital del controlador.

- **Simulación en tiempo real.** La simulación en tiempo real se puede realizar para lograr varios objetivos. En primer lugar, es posible acelerar la simulación de modelos de simulación mediante la utilización de modelos interpolados o implementando el sistema electrónico de potencia en la FPGA del OP4510 [I3]. Existen dos modos de configurar el dispositivo, *software-sincronized* y *hardware-sincronized*. La primera se requiere cuando únicamente se utilizan las CPUs para la ejecución del modelo en tiempo real. En este caso, uno de los dispositivos actúa como maestro y realiza la sincronización. Cuando se utiliza la FPGA es necesario activar el modo *hardware-sincronized*, donde la propia FPGA es la responsable de la sincronización.

Además de poder acelerar el proceso de simulación, existen otras dos modalidades de ejecución en tiempo real que son de gran interés:

- “*Hardware-in-the-loop*” (HiL). En esta modalidad el dispositivo digital ejecuta el modelo de planta. El microcontrolador real se conecta al dispositivo mediante las entradas/salidas. De este modo, es posible validar la electrónica de control antes de que se disponga de la propia planta. Otra ventaja de esta modalidad de simulación radica en que se puede probar el sistema digital de control ante situaciones de operación extremas sin poner en riesgo el prototipo físico.
- “*Rapid control prototyping*” (RCP). En RCP el control del convertidor de potencia se desarrolla en el dispositivo digital utilizando el paradigma MBD. Las herramientas de visualización y depuración de OPAL-RT facilitan la integración y validación del controlador. Éste se puede exportar en un futuro a un sistema digital de control mediante herramientas de generación de código automático.

A modo resumen, en la figura 6.9 se muestra un esquema de todos estos modos de funcionamiento, así como los elementos del dispositivo digital OP4510 de los que se hace uso. Además, en la misma figura se resaltan en verde las modalidades de simulación que se han utilizado durante el desarrollo de la tesis. En particular, en esta tesis se han empleado dos modalidades de operación del dispositivo. Por un lado, se ha utilizado la simulación en CPU (no tiempo real) para analizar el comportamiento de las soluciones analizadas bajo ciclos de conducción de vehículo eléctrico. Por otro lado, los resultados experimentales con el prototipo ZVR-D2 se han realizado utilizando el procedimiento RCP. Para ello, se han empleado 12 salidas digitales y 10 entradas digitales para enviar y recibir las señales del convertidor (tabla 6.1).

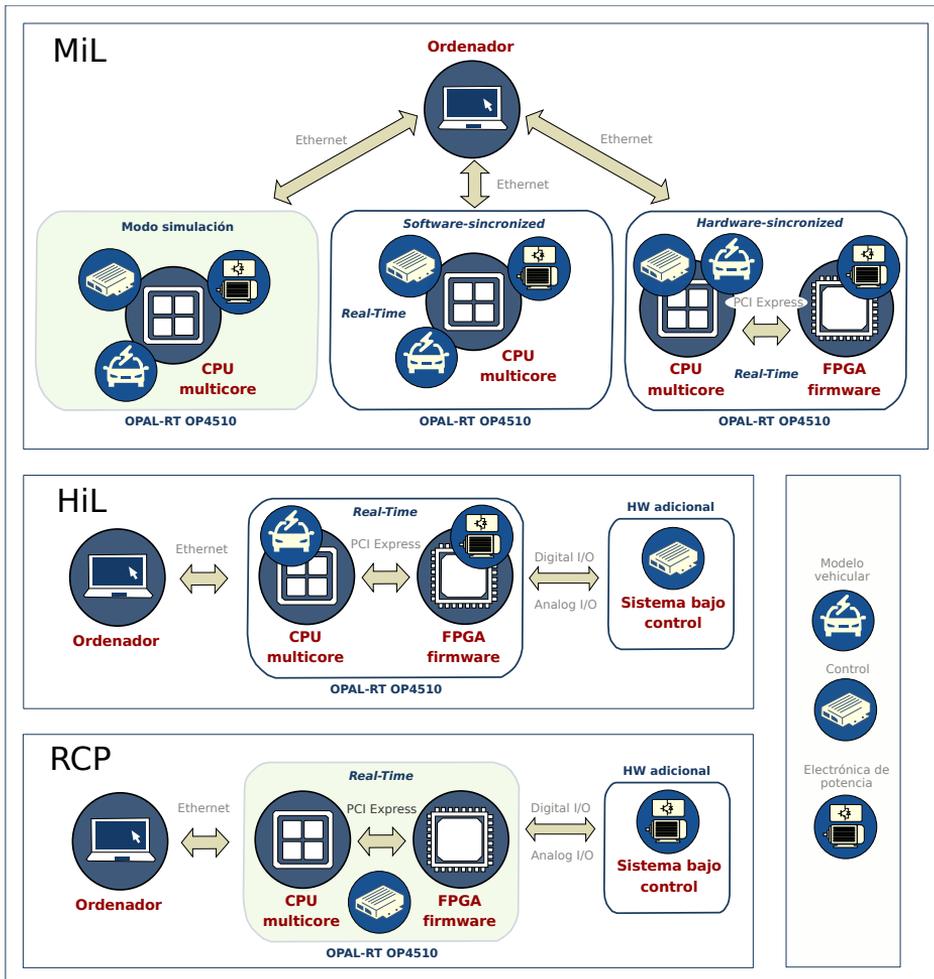


Figura 6.9: Modalidades de simulación y utilización de los recursos del dispositivo digital OP4510 de OPAL-RT.

6.4 Experimentación del prototipo de convertidor ZVR-D2

En el capítulo 5 se ha demostrado que la topología de convertidor ZVR-D2 (figura 3.15) tiene potencial para reducir la CMV. Sin embargo, debido a las no idealidades de los dispositivos, es necesario considerar algunos aspectos a la hora

de elaborar el prototipo de convertidor ZVR-D2. En concreto, si los diodos de *clamping* no se conectan correctamente, existen problemas tanto en el equilibrado del bus DC como en la capacidad que tiene el convertidor para reducir la CMV. Considerando estos problemas, a continuación se analiza la conexión de los diodos de *clamping* con el bus DC.

6.4.1 Análisis de la conexión de los diodos de *clamping* con el bus DC

Inicialmente, se ha observado que, independientemente de la herramienta de simulación utilizada (Pspice, PSIM, PLECS o MATLAB/Simulink), y si esta simulación no considera ni los elementos parásitos ni la propia impedancia característica de los semiconductores de potencia, la corriente que circula por los diodos de *clamping* es despreciable (figura 5.5). En la práctica, esto no es así, ya que, debido a las rápidas y de gran amplitud variaciones de tensión (dv/dt), las capacidades parásitas de los dispositivos producen oscilaciones de corriente que circulan a través de estos diodos. Por lo tanto, se puede afirmar que la configuración propuesta previamente (figura 3.15) siempre va a funcionar, pero únicamente de forma ideal y en simulación. En el caso de circular corriente por los diodos de *clamping*, o bien si estos diodos se polarizan cuando no corresponde, existirá recirculación de corriente que hará que estos dispositivos sean incapaces de fijar la tensión deseada del bus DC ($V_{DC}/3$ ó $2V_{DC}/3$, respectivamente). Por lo tanto, se requiere una nueva conexión más adecuada de estos diodos de *clamping* para el funcionamiento correcto del convertidor ZVR-D2, así como para lograr reducir la CMV de la manera esperada.

En este contexto, la figura 6.10 representa, de forma simplificada, dos posibles estados del convertidor ZVR-D2. Observando dicha figura, interesa determinar a que punto debe conectarse cada diodo de *clamping* (D_1 y D_2) para fijar la tensión correctamente. Para ello, se analizan dos casuísticas:

- Ⓐ Cuando la corriente en la carga es entrante en una fase y saliente en dos (figura 6.10(a)).
- Ⓑ Cuando la corriente en la carga es entrante en dos fases y saliente en una (figura 6.10(b)).

Hay que destacar que, cuando los dispositivos del inversor se apagan (figuras 6.10(a) y 6.10(b)), no existe el estado convencional de *freewheeling*, donde la corriente circulaba por los diodos del inversor, evitando, así, que se cortocircuitase la batería. En el caso particular de este convertidor, siempre que existe una transición entre un vector activo (\mathbf{V}_1 - \mathbf{V}_6) y un vector nulo (\mathbf{V}_{0*} y \mathbf{V}_{7*}) los

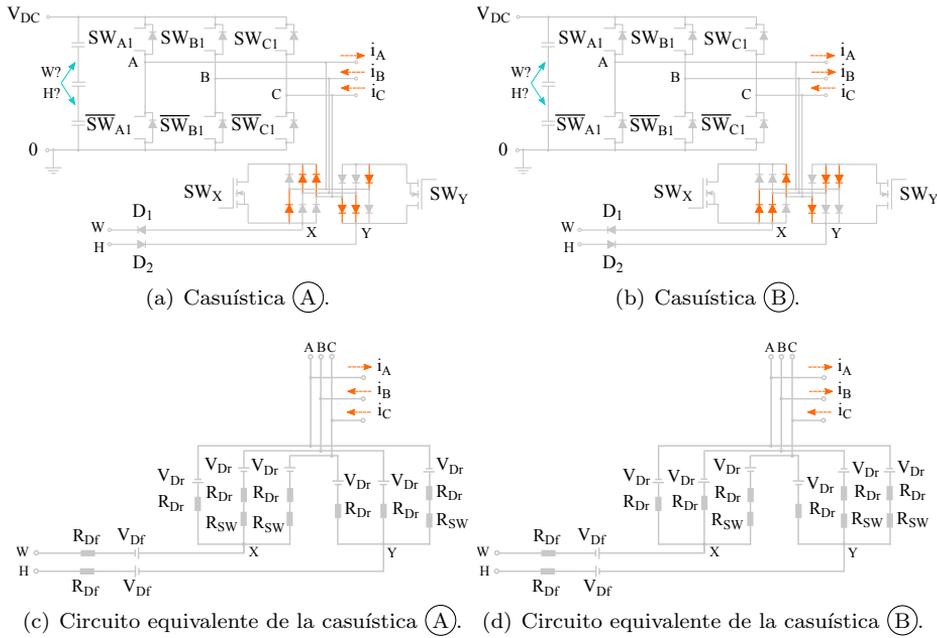


Figura 6.10: Representación simplificada de la topología ZVR-D2 para determinar a donde se debe conectar cada diodo de *clamping*.

diodos de los puentes rectificadores se polarizan frente a los del VSI, circulando la corriente a través de éstos y, de esa manera, protegiendo también la batería. En este sentido, si se analiza el instante en que los dispositivos del VSI se abren y, al mismo tiempo, se cierra el dispositivo SW_X o el SW_Y (transición a un vector nulo V_{0^*} o V_{7^*}), se puede demostrar teóricamente en que lugar se debe conectar cada diodo de *clamping* para fijar correctamente la tensión de cada vector nulo. Para ese mismo instante de tiempo, si se considera el circuito eléctrico equivalente de cada tipo de semiconductor de potencia durante su estado de conducción, se pueden simplificar el circuito de las figuras 6.10(a) y 6.10(b) como se muestra en las figuras 6.10(c) y 6.10(d), correspondientes a las casuísticas (A) y (B), respectivamente.

En primer lugar, se analiza la casuística (A). Para ello, conviene recordar que los dispositivos SW_X y SW_Y nunca se encienden simultáneamente. Asimismo, aunque idealmente no circula corriente por los diodos de *clamping* (D_1 y D_2), hay que considerar que existe una conexión física, por la cual se debe cumplir la primera ley de Kirchoff en los puntos X e Y. Según dicha ley:

$$\begin{aligned} \frac{V_{A0} + V_{Dr} - V_{X0}}{R_{Dr}} + \frac{V_{B0} - V_{Dr} - V_{X0}}{R_{Dr} + R_{SW}} + \frac{V_{C0} - V_{Dr} - V_{X0}}{R_{Dr} + R_{SW}} = \\ = \frac{V_{X0} - V_{Df} - V_{W0}}{R_{Df}}, \end{aligned} \quad (6.1)$$

$$\begin{aligned} \frac{V_{A0} + V_{Dr} - V_{Y0}}{R_{Dr} + R_{SW}} + \frac{V_{B0} - V_{Dr} - V_{Y0}}{R_{Dr}} + \frac{V_{C0} - V_{Dr} - V_{Y0}}{R_{Dr}} = \\ = \frac{V_{Y0} + V_{Df} - V_{H0}}{R_{Df}}, \end{aligned} \quad (6.2)$$

siendo V_{Dr} y R_{Dr} la tensión y la resistencia equivalente de cada diodo del puente rectificador, R_{SW} la resistencia equivalente de cada *switch*, y V_{Df} y R_{Df} la tensión y la resistencia equivalente de cada diodo de *clamping*. Asimismo, en este análisis se considera que los valores de todos estos parámetros son iguales para cada tipo de dispositivo.

Por otro lado, si la relación entre la resistencia de los *switches* (R_{SW}) y la de los diodos de los puentes rectificadores (R_{Dr}) es:

$$u = \frac{R_{SW}}{R_{Dr}}, \quad (6.3)$$

se puede extraer de (6.1) y (6.2) que la tensión en los puntos X e Y viene dada por:

$$V_{X0} = a_1 v_{CM} + a_2 V_{W0} - a_3 V_{B0} - a_4 V_{C0} + a_5 V_{Dr} + a_6 V_{Df}, \quad (6.4)$$

$$V_{Y0} = b_1 v_{CM} + b_2 V_{H0} - b_3 V_{A0} - b_4 V_{Dr} - b_5 V_{Df}, \quad (6.5)$$

siendo v_{CM} la tensión de modo común, V_{W0} Y V_{H0} la tensión en los puntos W y H, V_{A0} , V_{B0} y V_{C0} las tensiones de las fases A, B y C, respectivamente. Además, los términos $a_i (i \in [1, 6])$ y $b_j (j \in [1, 5])$ representan distintas relaciones

de impedancias de los dispositivos, las cuales se obtienen como:

$$\begin{aligned}
 a_1 &= \frac{3(u+1)R_{Df}}{(u+1)R_{Dr} + (u+3)R_{Df}}, \\
 a_2 = a_6 &= \frac{(u+1)R_{Dr}}{(u+1)R_{Dr} + (u+3)R_{Df}}, \\
 a_3 = a_4 &= \frac{uR_{Df}}{(u+1)R_{Dr} + (u+3)R_{Df}}, \\
 a_5 &= \frac{(u-1)R_{Df}}{(u+1)R_{Dr} + (u+3)R_{Df}}, \\
 b_1 &= \frac{3(u+1)R_{Df}}{(u+1)R_{Dr} + (2u+3)R_{Df}}, \\
 b_2 = b_5 &= \frac{(u+1)R_{Dr}}{(u+1)R_{Dr} + (2u+3)R_{Df}}, \\
 b_3 &= \frac{uR_{Df}}{(u+1)R_{Dr} + (2u+3)R_{Df}}, \\
 b_4 &= \frac{(2u+1)R_{Df}}{(u+1)R_{Dr} + (2u+3)R_{Df}},
 \end{aligned} \tag{6.6}$$

Si se repite el mismo procedimiento para la casuística (B), es decir, aplicando la primera ley de Kirchoff y utilizando (6.3), se obtiene que:

$$V_{X0} = b_1 v_{CM} + b_2 V_{W0} - b_3 V_{C0} + b_4 V_{Dr} + b_5 V_{Df}, \tag{6.7}$$

$$V_{Y0} = a_1 v_{CM} + a_2 V_{H0} - a_3 V_{A0} - a_4 V_{B0} - a_5 V_{Dr} - a_6 V_{Df}. \tag{6.8}$$

Si se consideran (6.4), (6.5), (6.7) y (6.8), se pueden obtener todos los valores de tensión en los puntos X e Y. En concreto, existen seis estados posibles en los que se pueden aplicar estas expresiones en función del sentido de la corriente en la carga. Además, en cada estado se conoce cuales son el sector y los vectores que se pueden aplicar de la modulación. Estos estados se muestran en la tabla 6.2.

Para valores elevados de tensión, como es el caso de la batería de los vehículos eléctricos, los términos V_{Dr} y V_{Df} se pueden considerar despreciables en comparación con los otros valores de tensión (v_{CM} , V_{W0} , V_{H0} , V_{A0} , V_{B0} y V_{C0}). Además, hay que tener en cuenta que, para el instante analizado, los diodos de *clamping* no están directamente polarizados ($V_{Df} = 0$ y $R_{Df} \rightarrow \infty$). Con este análisis se determina, precisamente, cuando se polarizan estos diodos y, de ese modo, si fijan el valor de tensión correspondiente del bus DC ($V_{DC}/3$ ó $2V_{DC}/3$).

Tabla 6.2: Análisis teórico del conexionado de los diodos de *clamping* del convertidor ZVR-D2 ($V_{DC}=30$ V).

Estado y casuística	I_A	I_B	I_C	Sector	Vector origen	V_{A0}	V_{B0}	V_{C0}	CMV	“Alternativa 1” ($V_{W0} = V_{DC}/3$ y $V_{H0} = 2V_{DC}/3$)				“Alternativa 2” ($V_{W0} = 2V_{DC}/3$ y $V_{H0} = V_{DC}/3$)			
										V_{X0} [V]	D_1 conduce	V_{Y0} [V]	D_2 conduce	V_{X0} [V]	D_1 conduce	V_{Y0} [V]	D_2 conduce
1 (B)	>0	>0	<0	1	V_1	30	0	0	10	12,30	Si	7,95	Si	12,30	No	7,95	Si
	>0	>0	<0	1	V_2	30	30	0	20	24,04	Si	15,84	Si	24,04	Si	15,84	No
	>0	>0	<0	2	V_2	30	30	0	20	24,04	Si	15,84	Si	24,04	Si	15,84	No
	>0	>0	<0	2	V_3	0	30	0	10	12,30	Si	7,95	Si	12,30	No	7,95	Si
2 (A)	<0	>0	<0	2	V_2	30	30	0	20	22,05	Si	17,70	Si	22,05	Si	17,70	No
	<0	>0	<0	2	V_3	0	30	0	10	14,16	Si	5,96	Si	14,16	No	5,96	Si
	<0	>0	<0	3	V_3	0	30	0	10	14,16	Si	5,96	Si	14,16	No	5,96	Si
	<0	>0	<0	3	V_4	0	30	30	20	22,05	Si	17,70	Si	22,05	Si	17,70	No
3 (B)	<0	>0	>0	3	V_3	0	30	0	10	12,30	Si	7,95	Si	12,30	No	7,95	Si
	<0	>0	>0	3	V_4	0	30	30	20	24,04	Si	15,84	Si	24,04	Si	15,84	No
	<0	>0	>0	4	V_4	0	30	30	20	24,04	Si	15,84	Si	24,04	Si	15,84	No
	<0	>0	>0	4	V_5	0	0	30	10	12,30	Si	7,95	Si	12,30	No	7,95	Si
4 (A)	<0	<0	>0	4	V_4	0	30	30	20	22,05	Si	17,70	Si	22,05	Si	17,70	No
	<0	<0	>0	4	V_5	0	0	30	10	14,16	Si	5,96	Si	14,16	No	5,96	Si
	<0	<0	>0	5	V_5	0	0	30	10	14,16	Si	5,96	Si	14,16	No	5,96	Si
	<0	<0	>0	5	V_6	30	0	30	20	22,05	Si	17,70	Si	22,05	Si	17,70	No
5 (B)	>0	<0	>0	5	V_5	0	0	30	10	12,30	Si	7,95	Si	12,30	No	7,95	Si
	>0	<0	>0	5	V_6	30	0	30	20	24,04	Si	15,84	Si	24,04	Si	15,84	No
	>0	<0	>0	6	V_6	30	0	30	20	24,04	Si	15,84	Si	24,04	Si	15,84	No
	>0	<0	>0	6	V_1	30	0	0	10	12,30	Si	7,95	Si	12,30	No	7,95	Si
6 (A)	>0	<0	<0	1	V_2	30	30	0	20	22,05	Si	17,70	Si	22,05	Si	17,70	No
	>0	<0	<0	1	V_1	30	0	0	10	14,16	Si	5,96	Si	14,16	No	5,96	Si
	>0	<0	<0	6	V_1	30	0	0	10	14,16	Si	5,96	Si	14,16	No	5,96	Si
	>0	<0	<0	6	V_6	30	0	30	20	22,05	Si	17,70	Si	22,05	Si	17,70	No

Notas de la tabla:

(a) Los valores de V_{X0} corresponden al instante en el que el SW_X se enciende. Asimismo, los valores de V_{Y0} corresponden al instante en el que el SW_Y se enciende.

(b) Si $V_{X0} > V_{W0}$ D_1 se polariza y conduce corriente. Del mismo modo, si $V_{Y0} < V_{H0}$ D_2 se polariza y conduce corriente. Se debe evitar que los dos diodos se polaricen simultáneamente.

(c) Las celdas sombreadas representan la situación favorable que se da en la realidad, es decir, durante la experimentación.

Por lo tanto, si se considera un valor de tensión del bus DC bajo, por ejemplo, $V_{DC} = 30$ V, donde la tensión de codo en los diodos no sea despreciable y, al mismo tiempo, se consideran los valores de operación habituales de los semiconductores seleccionados (tabla 6.1), se obtienen los resultados mostrados en la tabla 6.2. En dicha tabla se muestran los resultados de las dos alternativas posibles en la que respecta a la conexión de los diodos de *clamping*. La primera, denominada “alternativa 1”, es aquella en la que el punto W se conecta a $V_{DC}/3$ y el punto H a $2V_{DC}/3$ (versión mostrada previamente en capítulos anteriores, figura 6.11(a)). La segunda, denominada “alternativa 2”, corresponde con el caso contrario (versión corregida durante la experimentación, figura 6.11(b)).

A partir de los datos de la tabla 6.2 se demuestra que en la “alternativa 1” se puede generar, independientemente del vector nulo que se desee aplicar (es decir, encender SW_X o SW_Y), cualquier forma de onda de la CMV. Por ejemplo, se pueden hacer transiciones desde cualquier vector activo (par o impar) a los dos vectores nulos \mathbf{V}_{0*} y \mathbf{V}_{7*} . Esto se muestra en las dos secuencias de vectores de las figuras 6.11(c) y 6.11(d). En cambio, para la “alternativa 2”, no es posible generar cualquier forma de onda de CMV, ya que únicamente se pueden hacer transiciones de los vectores activos a los vectores nulos que generen su mismo valor de CMV y viceversa. La figura 6.11(e) muestra este último caso, donde se enciende el SW_Y para las transiciones con un vector activo impar ($V_{DC}/3$) y el SW_X para las de un vector activo par ($2V_{DC}/3$). Aún así, conviene utilizar aquella secuencia de vectores que reduzca lo máximo posible la CMV. Es decir, las mostradas en las figuras 6.11(c) y 6.11(e), donde se reduce el número de transiciones de CMV (N_T) de 6 a 2. Aunque estas dos formas de onda se obtienen con conexiones de los diodos distintas, teóricamente permiten obtener los mismos resultados.

En cualquier caso, el problema reside en cual de las dos alternativas es conveniente utilizar. En lo que respecta a las simulaciones, ambas alternativas de pueden llegar a mostrar los resultados obtenidos de forma teórica. Sin embargo, en la “alternativa 1” los diodos siempre se van a polarizar bajo cualquier circunstancia (figura 6.12). Esto hace que en la bancada se produzcan recirculaciones de corrientes, un mayor desequilibrio de los condensadores del bus DC y, por consiguiente, que los diodos de *clamping* no fijen los valores esperados de tensión, llegándose a producir ondas de CMV iguales a las que proporciona el convertidor VSI. Por el contrario, con el ajuste requerido (“alternativa 2”) se puede reducir la CMV como se ha demostrado mediante herramientas de simulación en capítulos previos, es decir, se obtiene la forma de onda deseada (figura 6.11(c) y 6.11(e)). Por otro lado, se debe considerar que, para este análisis teórico, no se han tenido en cuenta otros aspectos como, por ejemplo, las desviaciones entre los valores de las resistencias y las tensiones de los dispositivos, las cuales modificarían las relaciones de impedancias dadas por (6.6). Además, tampoco se ha considerado

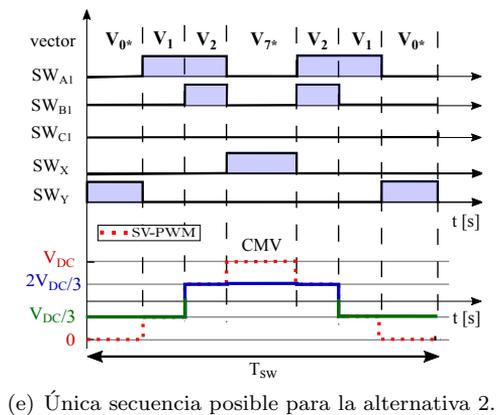
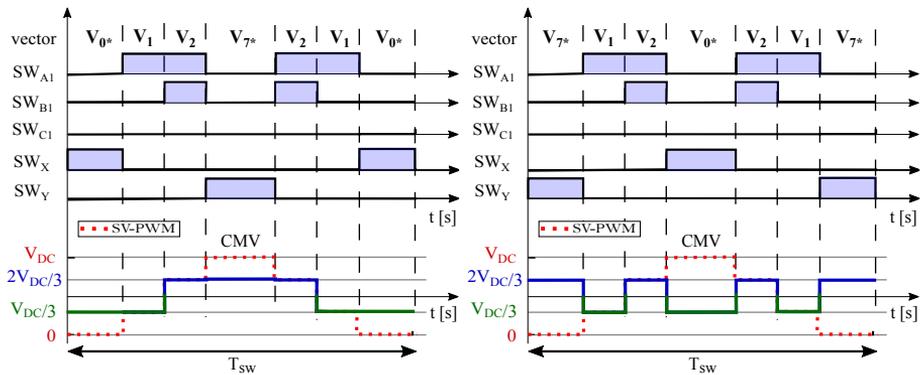
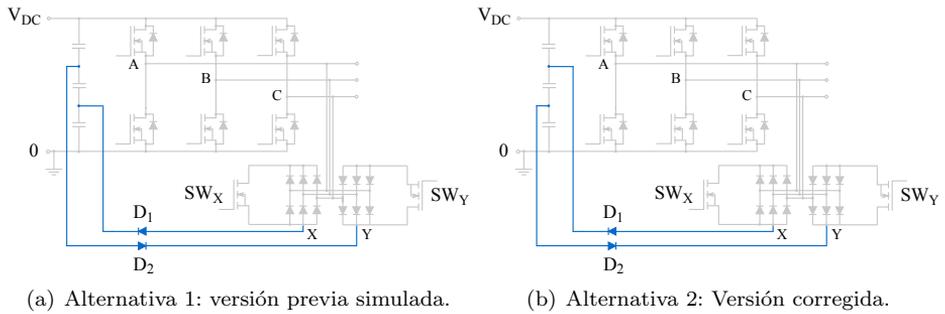


Figura 6.11: Representación de las dos alternativas de conexión de los diodos de clamping en el convertidor ZVR-D2 y las secuencias de vectores posibles de cada alternativa.

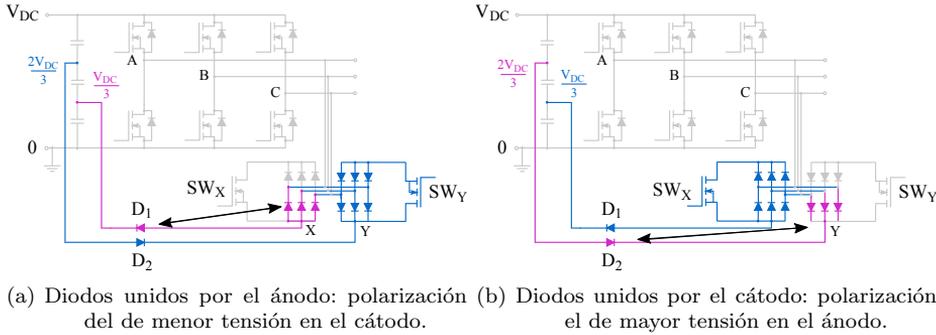


Figura 6.12: Problemática en la conexión de los diodos de *clamping* debido a la polarización simultánea de dichos diodos.

el efecto de las capacidades parásitas de los dispositivos. Por estos motivos, se puede concluir que este análisis merece un estudio más profundo que entra dentro de las líneas de investigación futuras de esta tesis doctoral (sección 7.4).

Dicho todo esto, a continuación se muestran los resultados obtenidos mediante experimentación realizando el ajuste requerido en la conexión de los diodos (“alternativa 2”), pero antes se detalla cual ha sido el equipo de instrumentación utilizado para poder obtener dichos resultados.

6.4.2 Descripción general de la plataforma experimental

Para poder evaluar las técnicas de modulación propuestas en el capítulo 5 y validar los conceptos relativos al punto de fijación de los diodos de *clamping* que se han explicado previamente, se ha utilizado la plataforma experimental mostrada en la figura 6.13. Ésta consta del prototipo de convertidor ZVR-D2 (sección 6.2), de una carga RL trifásica ($R_{load}=10\ \Omega$ y $L_{load}=10\ mH$) y de dos fuentes DC modelo SPD3303X-E de SIGLENT Technologies. Las fuentes DC no permiten proporcionar los niveles de tensión habituales de las baterías de los vehículos eléctricos. Sin embargo, para demostrar la capacidad que tiene el convertidor ZVR-D2 de reducir la CMV, se han utilizado tres canales de estas fuentes, alimentando directamente los condensadores C_1 , C_2 y C_3 del bus DC y, así, proporcionando un bus DC completamente equilibrado. Asimismo, se ha seleccionado un valor de 10 V por canal ($V_{DC} = 30\ V$) para apreciar el impacto que tienen las tensiones en conducción de los diodos en la CMV. En lo que al control se refiere, para validar distintas formas de onda de CMV, se han seleccionado las técnicas de modulación SV-PWM, CCMV-PWM, SV-PWM (m) y

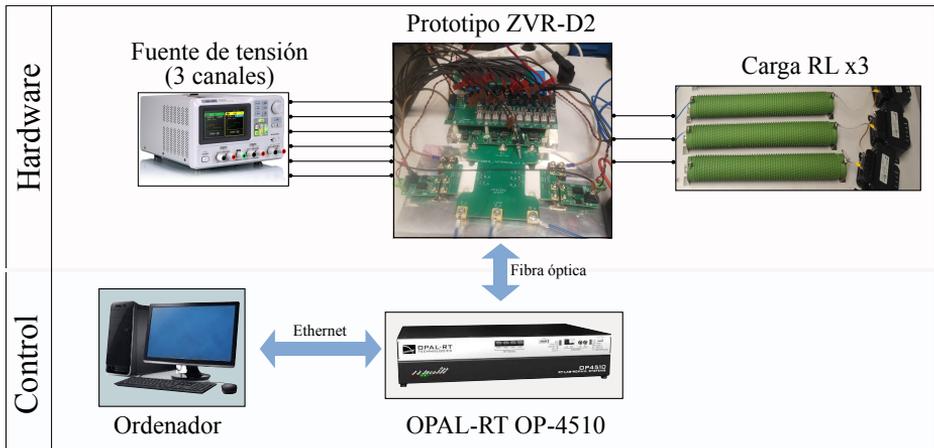


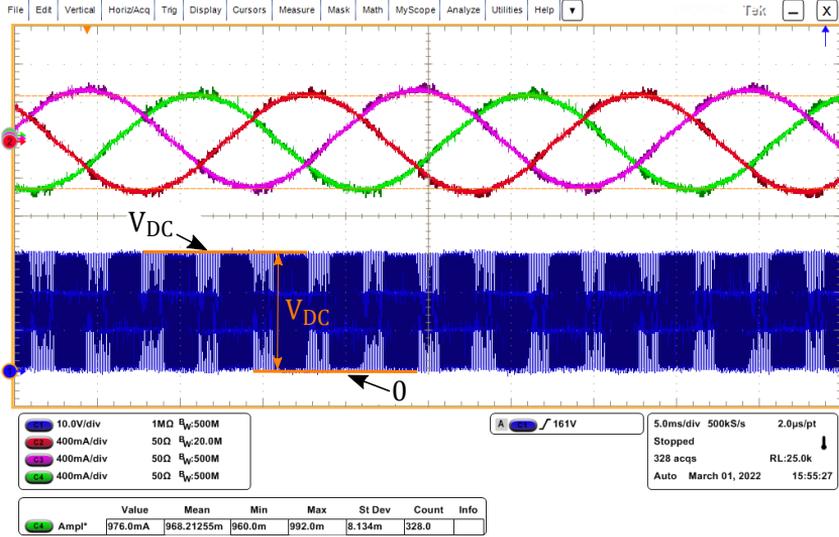
Figura 6.13: Diagrama de bloques de la bancada.

CCMV-PWM (m), previamente simuladas en el capítulo 5. Estas técnicas de modulación se han implementado en MATLAB/Simulink mediante la herramienta *Xilinx System Generator* para ser ejecutadas en la FPGA de la familia Kintex-7 de la plataforma de tiempo real OP4510 (sección 6.3). El punto de operación elegido para probar las técnicas de modulación es $f_{sw} = 10$ kHz, $M_a = 0,45$ y un tiempo muerto aplicado de $0,2 \mu s$. Los pulsos PWM de estas técnicas de modulación se envían desde el OP4510 hasta el convertidor ZVR-D2 a través de cables de fibra óptica. Además, se envían y reciben otras señales de control del convertidor ZVR-D2 tales como faltas (NFLTA, NFLTB, NRST/RDY, etc.), lecturas digitales de tensión o temperatura, así como las señales requeridas para la comunicación a través del protocolo SPI (SDI, SDO, NCS y CLK)². Finalmente, se han medido la tensión y la corriente en distintos puntos físicos del convertidor mediante un osciloscopio Tektronix DPO 7045C. Los resultados experimentales obtenidos se muestran a continuación.

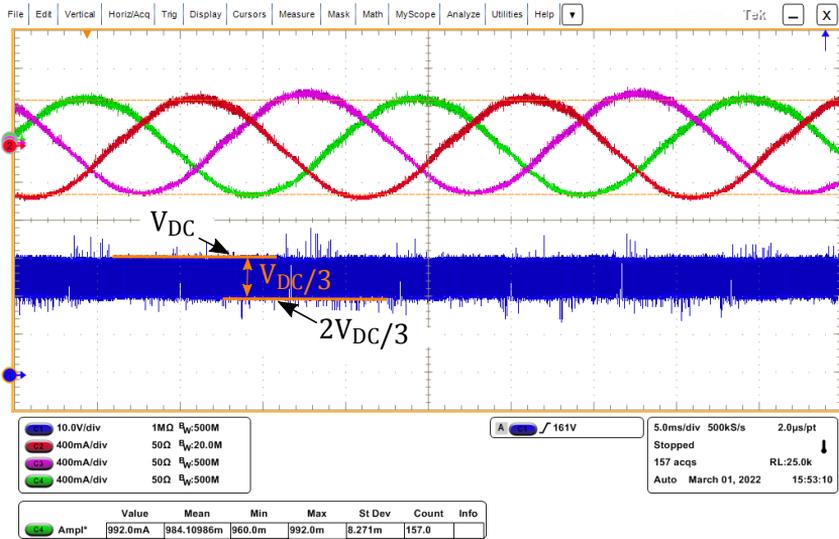
6.4.3 Resultados experimentales

Las figuras 6.14 y 6.15 muestran las corrientes de salida del convertidor (i_A , i_B , y i_C) y la tensión en el punto neutro (v_{N0}). Del mismo modo, las figuras 6.16 y 6.17 muestran con más detalle la forma de onda de la CMV (v_{CM}), así como las tres tensiones fase-tierra (v_{A0} , v_{B0} y v_{C0}).

²Toda esta información se puede encontrar en los distintos documentos de Infineon relativos al kit *HybridKIT Drive*.

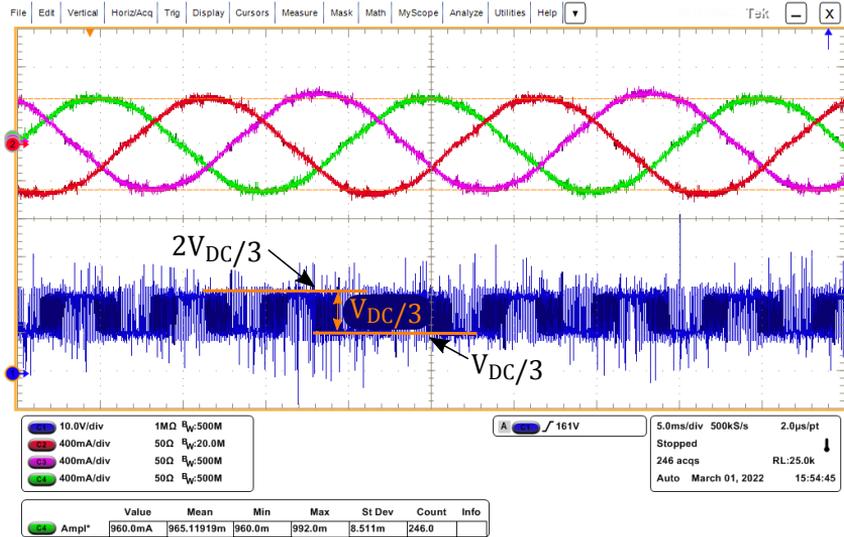


(a) SV-PWM.

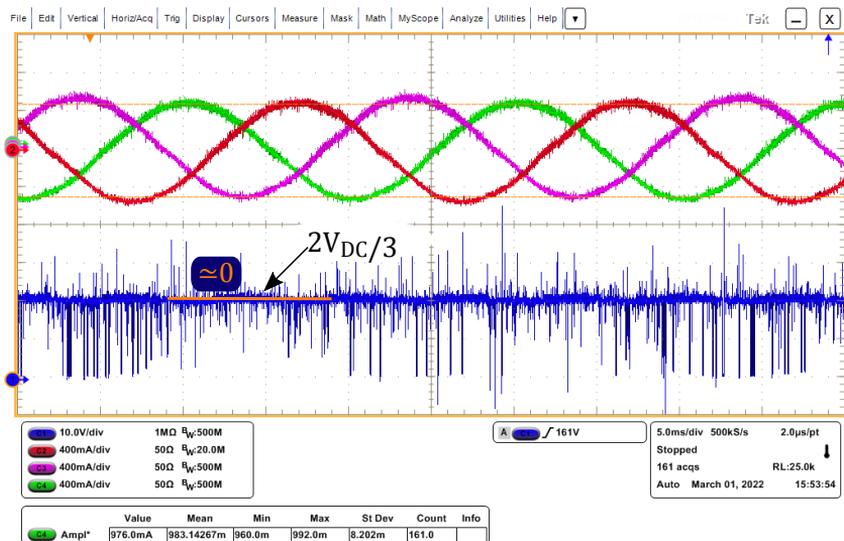


(b) CCMV-PWM.

Figura 6.14: Corrientes de cada fase y tensión en el punto neutro del convertidor ZVR-D2 modulado con SV-PWM y CCMV-PWM.

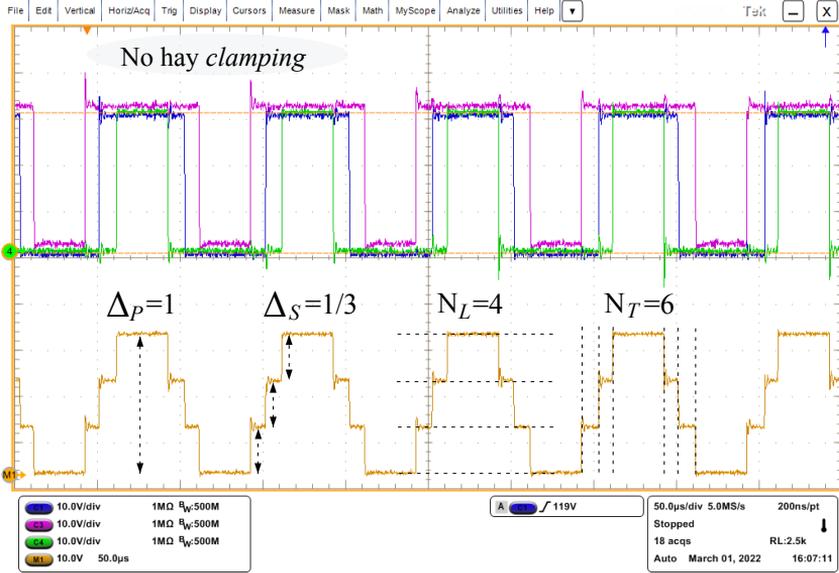


(a) SV-PWM (m).

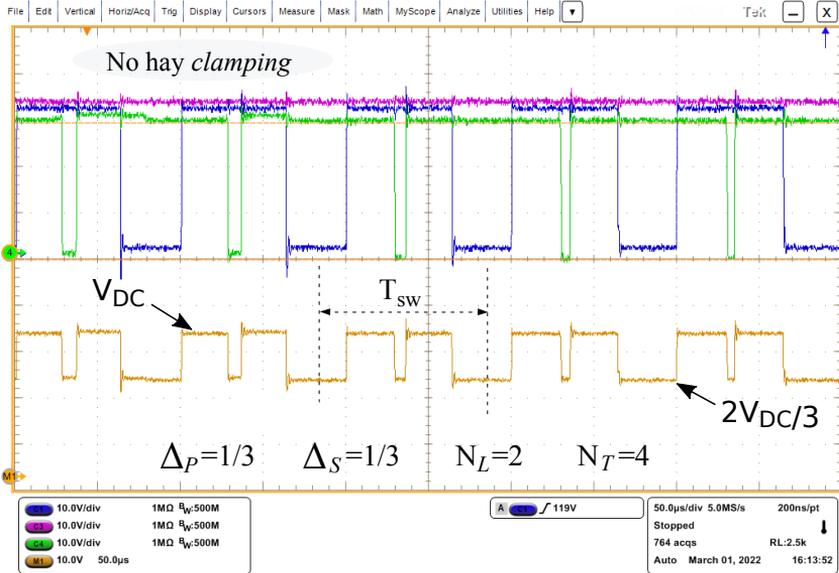


(b) CCMV-PWM (m).

Figura 6.15: Corrientes de cada fase y tensión en el punto neutro del convertidor ZVR-D2 modulado con SV-PWM (m) y CCMV-PWM (m).

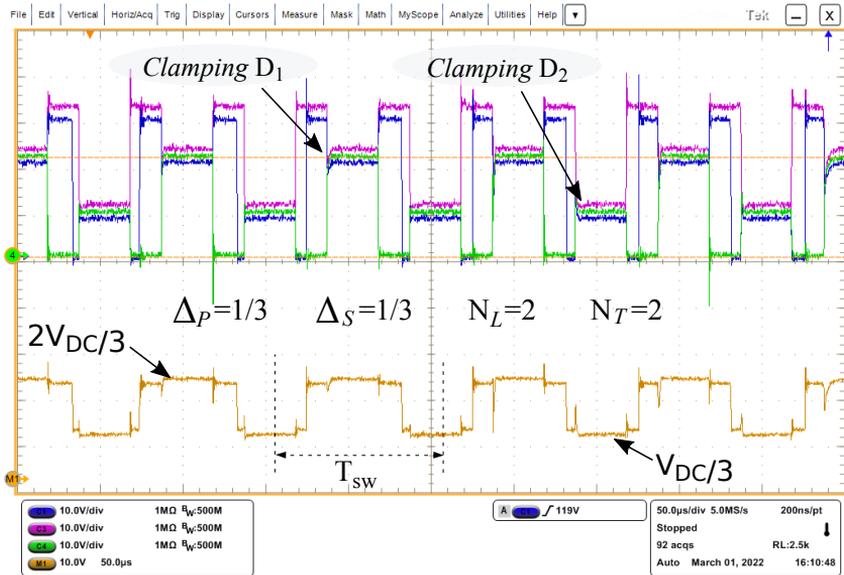


(a) SV-PWM.

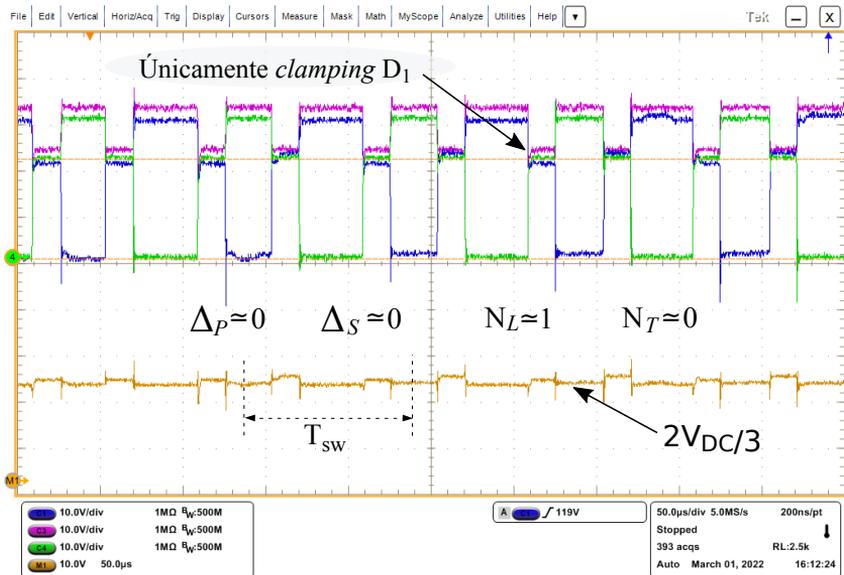


(b) CCMV-PWM.

Figura 6.16: Tensiones fase-tierra y CMV del convertidor ZVR-D2 modulado con SV-PWM y CCMV-PWM.



(a) SV-PWM (m).



(b) CCMV-PWM (m).

Figura 6.17: Tensiones fase-tierra y CMV del convertidor ZVR-D2 modulado con SV-PWM (m) y CCMV-PWM (m).

En lo que respecta a la CMV, todos los resultados mostrados en las figuras 6.14, 6.15, 6.16 y 6.17 coinciden con los obtenidos en las simulaciones (figura 5.16). SV-PWM tiene los peores resultados de CMV con $\Delta_P = 1$, $\Delta_S = 1/3$, $N_L = 4$, y $N_T = 6$ (VSI convencional). Cuando se utiliza el hardware adicional del convertidor ZVR-D2, es decir, con SV-PWM (m), la forma de onda de CMV tiene $\Delta_P = 1/3$, $\Delta_S = 1/3$, $N_L = 2$, y $N_T = 2$. Por otro lado, si se utiliza CCMV-PWM en modo VSI se tiene que $\Delta_P = 1/3$, $\Delta_S = 1/3$, $N_L = 2$, y $N_T = 4$. De lo contrario, CCMV-PWM (m) consigue reducir la CMV a $\Delta_P \simeq 0$, $\Delta_S \simeq 0$, $N_L \simeq 1$, y $N_T \simeq 0$, haciendo que la CMV sea prácticamente constante (figura 6.17(b)), es decir, siendo estos últimos los mejores resultados de CMV que proporciona el convertidor ZVR-D2 (reducción aproximada del 100 % de Δ_P , Δ_S y N_T respecto a SV-PWM).

Una vez demostrada experimentalmente la capacidad que tiene el convertidor ZVR-D2 para reducir la CMV, a continuación se va a comparar dicho convertidor frente al VSI convencional mediante la aplicación de ciclos de conducción específicos de vehículos eléctricos.

6.5 Evaluación del convertidor ZVR-D2 durante ciclos de conducción reales

El modelo de simulación empleado para evaluar el convertidor ZVR-D2 durante ciclos de conducción específicos de vehículos eléctricos se detalla en el anexo C. En la figura C.6 se muestra la plataforma de simulación utilizada, ejecutándose el modelo en un único núcleo de la CPU del dispositivo OP4510. Dicha plataforma de simulación incluye el modelo térmico y de pérdidas (anexo B), el cual se utiliza para cada dispositivo del convertidor de potencia, con 4 dispositivos SCT paralelizados para cada interruptor. El motor simulado es el EVO AF130 de automoción, que tiene 64 kW de potencia y una configuración de imanes superficiales en el motor. Los ciclos de conducción seleccionados son el *Fleet-BEV* urbano y rural [374]. Se ha aplicado un paso de simulación de $1 \mu\text{s}$ para garantizar la precisión de los resultados y, del mismo modo, se ha aumentado la capacidad de los condensadores del bus DC a 1 F para garantizar el equilibrado del bus DC.

Para comparar la topología ZVR-D2 con el VSI convencional, se han seleccionado las técnicas de modulación SV-PWM y SV-PWM (m), además de las técnicas propuestas en el capítulo 5 (HCCMV-PWM-a y HCCMV-PWM-b). Se debe considerar que al tratarse de simulaciones ideales (que no consideran elementos parásitos), el funcionamiento del convertidor ZVR-D2 con SV-PWM equivale al del VSI convencional. La tabla 6.3 resume los resultados obtenidos.

Tabla 6.3: Resultados de eficiencia y CMV durante los ciclos de conducción urbano y rural.

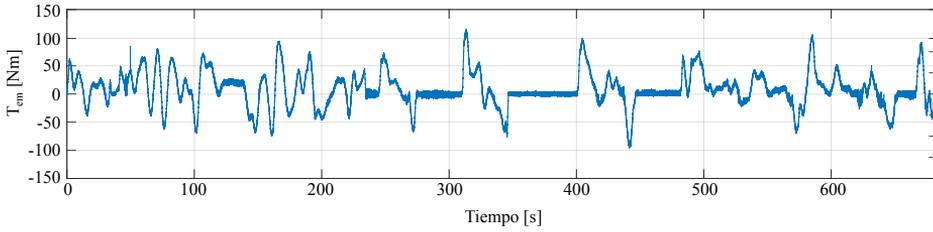
	SV-PWM	SV-PWM (m)	HCCMV-PWM-a	HCCMV-PWM-b
<i>Ciclo urbano</i>				
Eficiencia [%]	99,01	98,43	99,04	98,51
Potencia media [W]	30,65	47,15	28,82	43,74
Figuras de mérito de la CMV				
ΔP_{avg}	1,00	0,33	0,34	0,07
ΔS_{avg}	0,54	0,33	0,24	0,27
$N_{L_{avg}}$	4,00	2,00	2,00	1,20
$N_{T_{avg}}$	5,35	2,00	3,78	0,42
$v_{CM_{rms}}$	0,66	0,52	0,84	0,65
$ v_{CM_{avg}} $	0,00	0,00	0,33	0,14
Figura de mérito general				
$v_{CM_{fom}}$	0,73	0,37	0,50	0,27
Reducción frente al VSI con SV-PWM [%]				
	-	49,70	31,06	62,41
<i>Ciclo rural</i>				
Eficiencia [%]	99,31	99,00	99,09	99,07
Potencia media [W]	43,91	56,42	46,00	49,93
Figuras de mérito de la CMV				
ΔP_{avg}	0,87	0,33	0,34	0,29
ΔS_{avg}	0,41	0,33	0,29	0,31
$N_{L_{avg}}$	3,90	1,90	2,00	2,15
$N_{T_{avg}}$	4,94	2,00	3,00	1,66
$v_{CM_{rms}}$	0,60	0,52	0,68	0,60
$ v_{CM_{avg}} $	0,00	0,08	0,16	0,00
Figura de mérito general				
$v_{CM_{fom}}$	0,65	0,37	0,44	0,36
Reducción frente al VSI con SV-PWM [%]				
	-	42,29	32,69	44,56

Notas de la tabla:

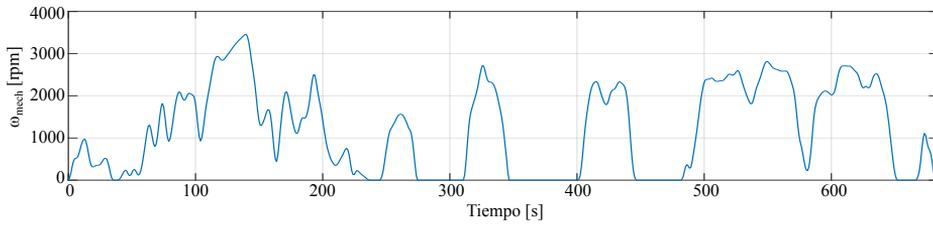
^(a) Para obtener la figura de mérito general ($v_{CM_{fom}}$) se han normalizado las figuras de mérito respecto a $\Delta P_{avg} = 1$, $\Delta S_{avg} = 0,67$, $N_{L_{avg}} = 4$, $N_{T_{avg}} = 6$, $v_{CM_{rms}} = 1$ y $v_{CM_{rms}} = 1$.

La figura 6.18 muestra, a modo de ejemplo, cómo el algoritmo de control del sistema de propulsión del vehículo eléctrico realiza un control satisfactorio del par de la máquina (T_{em}) durante el ciclo de conducción urbano (figura 6.18(a)). Además, se puede ver que en el caso particular de este perfil de conducción, el motor no entra en debilitamiento de campo, siendo la corriente i_d prácticamente nula (figura 6.18(c)).

Por su parte, la figura 6.19 muestra los resultados relativos a las pérdidas de potencia del convertidor para el ciclo de conducción urbano. En la figura 6.19(a) se muestra el índice de modulación en amplitud en el que opera el convertidor



(a) Par electromagnético del motor.



(b) Velocidad de rotación del motor.

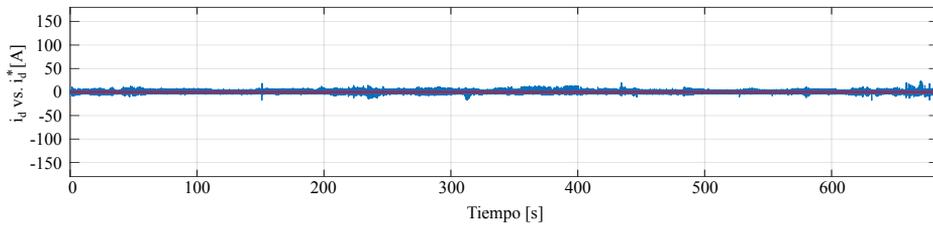
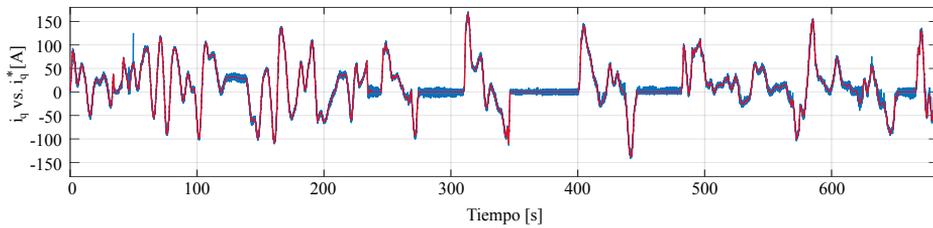
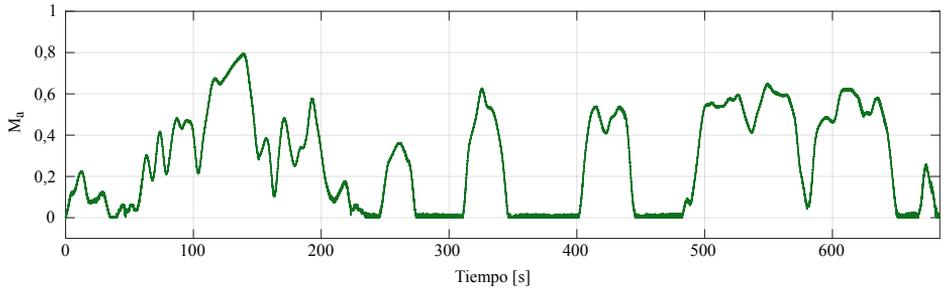
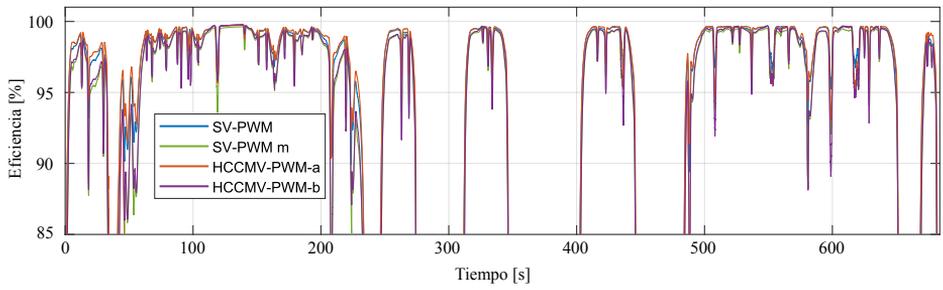
(c) Corriente i_d vs. i_d^* .(d) Corriente i_q vs. i_q^* .

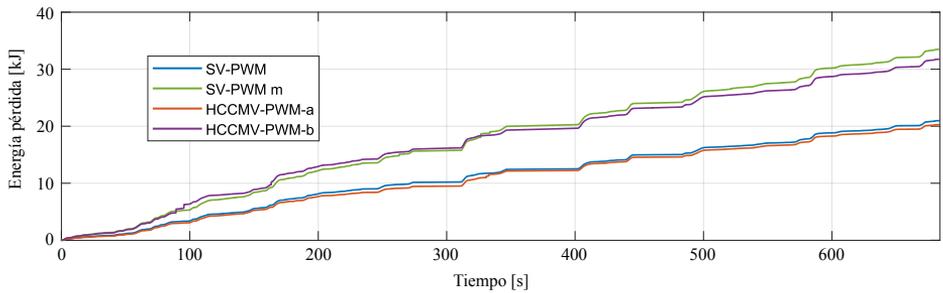
Figura 6.18: Perfiles del par, la velocidad y las corrientes del motor para el ciclo de conducción urbano, obtenidos modulando el convertidor ZVR-D2 con la técnica HCCMV-PWM-b.



(a) Índice de modulación en amplitud.



(b) Eficiencia del convertidor.



(c) Pérdidas de energía del convertidor.

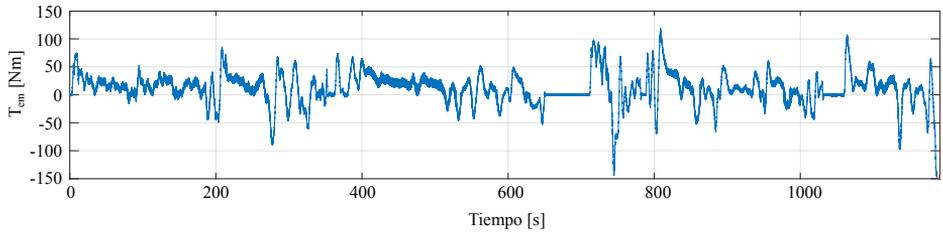
Figura 6.19: Índice de modulación en amplitud, eficiencia y pérdidas de energía del convertidor ZVR-D2 durante el ciclo de conducción urbano.

durante este perfil de conducción. En la figura 6.19(b) se muestra la curva de la eficiencia, habiéndose realizado una media móvil de un segundo para suavizar la forma de onda. Por último, la figura 6.19(c) muestra la energía disipada por el convertidor. A través de estas figuras se puede ver que, tal y como era de esperar, para índices de modulación nulos (vehículo parado) la eficiencia del convertidor baja del 85 % (hasta 0). Por otro lado, aunque en la figura 6.19(b) se aprecian eficiencias similares para los cuatro casos analizados, en la tabla 6.3 se muestra la eficiencia a lo largo de todo el ciclo de conducción. Como se muestra en la figura 6.19(c) y en dicha tabla, al estar ambas soluciones basadas en la misma tecnología de dispositivo (SCT), el convertidor ZVR-D2 controlado con la técnica HCCMV-PWM-a obtiene los mejores resultados en términos de eficiencia para este perfil de conducción, superando incluso al VSI modulado con la técnica SV-PWM.

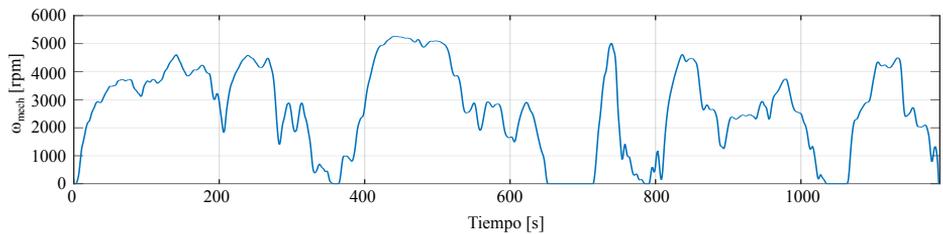
Del mismo modo, las figuras 6.20 y 6.21 muestran los datos relativos al control y a las pérdidas de potencia para el ciclo rural. En el caso particular de este perfil de conducción, se puede ver que el algoritmo de control del sistema de propulsión también realiza un control satisfactorio del par del motor (figura 6.20(a)). Sin embargo, en este caso, se observa que el motor entra en debilitamiento de campo (figura 6.20(c)), inyectando i_d negativa para contrarestar el flujo de la máquina (Ψ_{PM}). Esto ocurre cuando el motor supera las 4.000 rpm (figura 6.20(b)) y, del mismo modo, se puede ver que, cuando esto ocurre, el índice de modulación en amplitud alcanza su máximo valor ($M_a = 1$, figura 6.21).

En lo que respecta a las pérdidas de potencia, en el ciclo de conducción rural las dos técnicas propuestas (HCCMV-PWM-a y HCCMV-PWM-b) tienen resultados similares (figuras 6.21(b) y 6.21(c)). Esto se debe a que, en este ciclo de conducción, un 42,7 % del tiempo se utiliza CCMV-PWM o CCMV-PWM (m) (en función de la técnica) y un 57,3 % del tiempo D-PWM o D-PWM (m). En el caso del ciclo de conducción urbano, el reparto de estas técnicas es de un 90,2 % del tiempo para CCMV-PWM o CCMV-PWM (m) y un 9,8 % para D-PWM o D-PWM (m). Aunque en este caso la técnica SV-PWM (funcionamiento de un VSI convencional) es la más beneficiosa en términos de eficiencia (99,31 % de eficiencia, tabla 6.3), la técnica HCCMV-PWM-b obtiene un mejor compromiso entre eficiencia y reducción de la CMV para el ciclo de conducción rural.

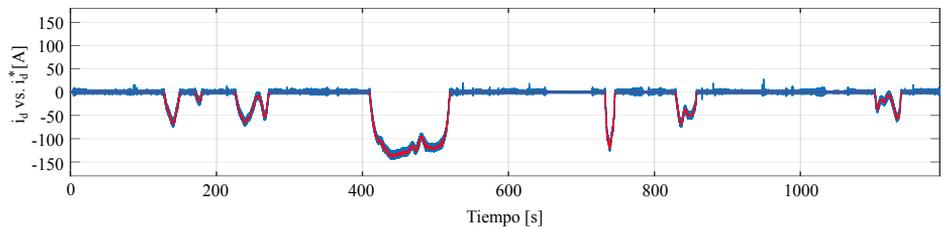
En términos generales, se puede utilizar el convertidor ZVR-D2 junto a aquellas técnicas de modulación que mejor se adapten al funcionamiento del sistema de propulsión. Se ha demostrado que la técnica HCCMV-PWM-a obtiene muy buenos resultados para el ciclo de conducción urbano en términos de eficiencia, incluso reduciendo $v_{CM_{f_{om}}}$ un 31,06 % respecto al VSI convencional (tabla 6.3). Por el contrario, la técnica HCCMV-PWM-b penaliza ligeramente la eficiencia



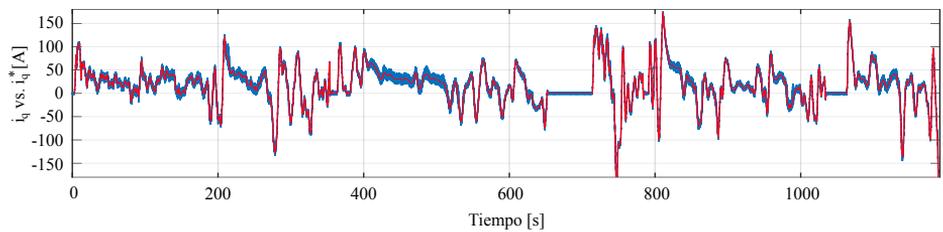
(a) Par electromagnético del motor.



(b) Velocidad de rotación del motor.

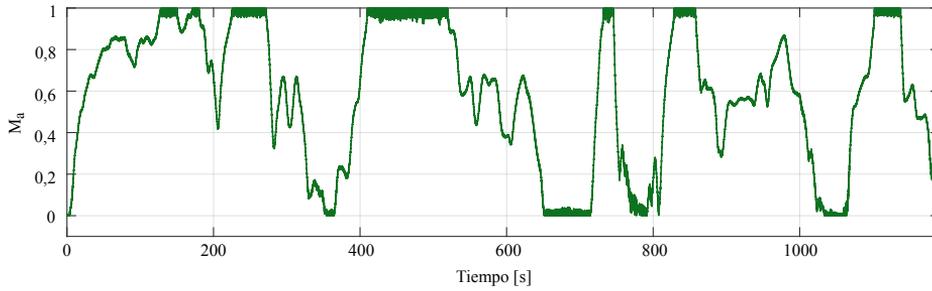


(c) Corriente i_d vs. i_d^* .

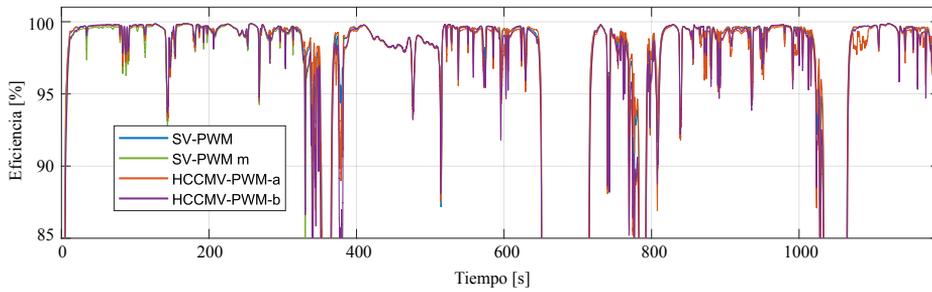


(d) Corriente i_q vs. i_q^* .

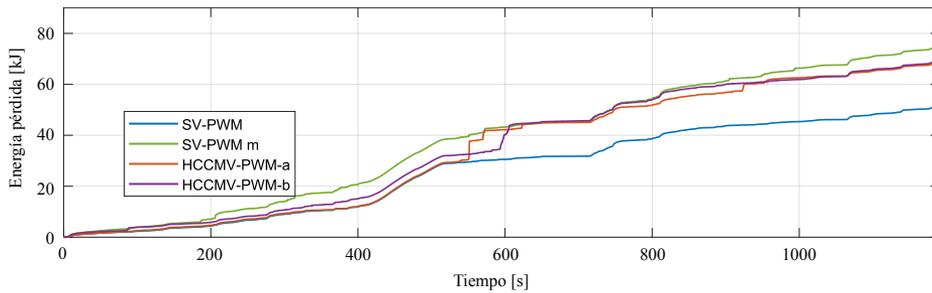
Figura 6.20: Perfiles del par, la velocidad y las corrientes del motor para el ciclo de conducción rural, obtenidos modulando el convertidor ZVR-D2 con la técnica HCCMV-PWM-a.



(a) Índice de modulación en amplitud.



(b) Eficiencia del convertidor.



(c) Pérdidas de energía del convertidor.

Figura 6.21: Índice de modulación en amplitud, eficiencia y pérdidas de energía del convertidor ZVR-D2 durante el ciclo de conducción rural.

del convertidor, pero consigue reducir $v_{CM_{fom}}$ hasta un 62,41 % (tabla 6.3). Por otro lado, cuando se recorren distancias con velocidades del vehículo elevadas (ciclo de conducción rural), ambas técnicas buscan un compromiso mayor entre eficiencia y CMV. En este caso, la técnica HCCMV-PWM-b es una alternativa más interesante desde la perspectiva de la CMV, ya que la amplitud ($\Delta_{P_{avg}}$) y las variaciones ($N_{L_{avg}}$ y $N_{T_{avg}}$) de esta tensión se reducen considerablemente respecto a SV-PWM, obteniendo una reducción de $v_{CM_{fom}}$ de hasta el 44,56 %, a costa de un ligero empeoramiento de la eficiencia (tabla 6.3).

6.6 Conclusiones

Para elaborar un convertidor de potencia se deben considerar distintos aspectos de diseño (semiconductores, drivers, condensadores, refrigeración, parásitos, etc.). Para esta tesis se ha seleccionado un kit de evaluación de inversor *Hybrid-KIT Drive* de Infineon para evitar la posible aparición de errores en la elaboración del prototipo de convertidor ZVR-D2, ya que una de las principales ventajas del convertidor ZVR-D2 es que se puede diseñar el hardware adicional del VSI independientemente de este último. Todos los elementos constituyentes del prototipo se han explicado a lo largo de este capítulo. Del mismo modo, se ha realizado una descripción del dispositivo de tiempo real OP4510 del fabricante OPAL-RT Technologies, el cual se ha utilizado para obtener los resultados.

En lo que respecta a los modos de funcionamiento del dispositivo OP4510, se han extraído resultados mediante dos modalidades de simulación:

1. Simulación en tiempo real “*Rapid control prototyping*” (RCP). Mediante esta modalidad de simulación se han implementado las técnicas de modulación SV-PWM, SV-PWM (m), CCMV-PWM y CCMV-PWM (m) para ser ejecutados en tiempo real en la FPGA del OP4510 y, de esa forma, controlar el prototipo de convertidor ZVR-D2. Los resultados obtenidos demuestran que el convertidor permite reducir eficazmente la CMV, logrando replicar las formas de onda que se han mostrado en capítulos previos para dichas técnicas de modulación. Para ello, se ha requerido una modificación en la conexión de los diodos de *clamping* con los puntos $1/3$ y $2/3$ de la tensión del bus DC. Este cambio en la conexión se ha justificado detalladamente en el mismo capítulo.
2. Simulación convencional. Se ha utilizado un modelo completo de sistema de propulsión para evaluar las características del convertidor ZVR-D2 en condiciones de operación más cercanas a la realidad, es decir, durante ciclos de conducción específicos de vehículos eléctricos. Los resultados obtenidos

muestran que, combinando el convertidor ZVR-D2 con las técnicas de modulación propuestas en esta tesis (HCCMV-PWM-a y HCCMV-PWM-b), se puede buscar un mejor compromiso entre eficiencia y CMV que para un VSI convencional modulado con SV-PWM.

A partir de los resultados obtenidos con el dispositivo OP4510 durante ambas modalidades de simulación, se han mostrado las fortalezas y debilidades del convertidor ZVR-D2 para su uso en el tren de tracción de los vehículos eléctricos. Por un lado, se ha visto que durante la experimentación del convertidor ZVR-D2 se requiere de ciertos ajustes que se deben considerar frente a la etapa de simulación. En concreto, se necesita un bus DC completamente equilibrado para hacer funcionar correctamente al convertidor, dejándose este aspecto dentro de las líneas de investigación futuras de la tesis. Por otro lado, en lo que respecta a los ciclos de conducción, se ha demostrado la eficacia de hibridar técnicas de modulación para sacar el máximo rendimiento posible al convertidor ZVR-D2. Aunque con las técnicas propuestas se han mejorado las prestaciones del convertidor VSI convencional para ciertas condiciones de operación, merece la pena investigar con más profundidad el funcionamiento de éstas u otras técnicas en lazo cerrado. Además, se podría validar experimentalmente el prototipo de convertidor ZVR-D2 mediante el mismo lazo de control. Estos últimos aspectos también quedan dentro de las líneas de investigación futuras de esta tesis.

Una vez expuestas las conclusiones de este capítulo, a continuación se resumen las conclusiones generales de la tesis, las contribuciones que se han realizado, así como las líneas de investigación futuras del presente trabajo.

Parte IV

Resumen de la tesis

Capítulo 7

Conclusiones y trabajo futuro

7.1 Conclusiones

Uno de los problemas recurrentes que se producen en los sistemas de propulsión de los vehículos eléctricos es la tensión de modo común (CMV). Esta tensión parásita se origina por desequilibrios en las tensiones sintetizadas por el convertidor, los cuales derivan, principalmente, de la conmutación de los semiconductores de potencia y, por ello, la técnica de modulación utilizada tiene un impacto significativo. En concreto, las técnicas convencionales S-PWM y SV-PWM utilizan todos los estados de conmutación permitidos del inversor y producen formas de onda de CMV de gran amplitud y con variaciones (dv/dt) de alta frecuencia. Además, como la tendencia seguida por los fabricantes de automoción consiste en aumentar la tensión nominal de las baterías (sistemas de “800 V”) e incluir dispositivos de *SiC* debido a los beneficios que estos últimos ofrecen (dispositivos más pequeños, temperaturas de operación superiores, menores pérdidas de conmutación, etc.), las formas de onda de CMV tendrán variaciones de tensión con amplitudes más elevadas, además de un mayor número de variaciones. Esto hará que los problemas derivados de la CMV se hagan más frecuentes.

Entre los problemas que produce la CMV destacan distintos tipos de EMI conducidas y radiadas, las cuales afectan, además de al propio sistema de propulsión, a otros subsistemas de los vehículos eléctricos. En segundo lugar, la CMV tiene relación directa con la generación de sobretensiones que acaban dañando el ais-

lamiento del devanado del estátor. Además, la CMV se refleja en el eje del motor y, debido a que los elementos mecánicos de éste se comportan como capacidades parásitas, las variaciones de esta tensión se convierten en oscilaciones de corriente que circulan a través de distintos elementos mecánicos del motor, principalmente a través de los rodamientos. En concreto, hay estudios que afirman que los rodamientos sufren entre el 40 % y 70 % de las averías de los motores eléctricos. Además, aunque en el pasado las averías se debían principalmente a fallos mecánicos o térmicos, en la actualidad los problemas eléctricos se están volviendo más frecuentes, existiendo un gran número de publicaciones en la literatura científica que se centran en buscar soluciones a todos estos problemas.

En esta tesis doctoral se han revisado y clasificado las principales soluciones que existen para resolver o minimizar los problemas derivados de la CMV. La clasificación se ha dividido en soluciones correctivas y preventivas. Las primeras se encargan de mitigar los problemas derivados de la CMV una vez de que ésta se ha producido. Por el contrario, las segundas intentan resolver el problema desde el origen, es decir, eliminar la CMV desde el propio convertidor de potencia. En este sentido, a partir de la revisión realizada se ha observado que utilizar soluciones preventivas y, más concretamente, utilizar una nueva topología de convertidor de potencia, una nueva estrategia de modulación, o ambas simultáneamente, es una solución muy adecuada para mitigar los problemas derivados de la CMV.

En lo que respecta a la topología de convertidor de potencia, el convertidor trifásico de dos niveles convencional, conocido como VSI, se ha convertido en el estándar en la industria de la automoción como inversor utilizado para la propulsión de los vehículos eléctricos. Sin embargo, este convertidor tiene una serie de limitaciones que se podrían mejorar, entre otros aspectos debido a la contraproducente forma de onda de CMV que genera. En esta tesis doctoral se han revisado las principales topologías de conversión que se pueden utilizar para reemplazar a este inversor y mejorar la CMV. Entre ellas, las que se utilizan en los sistemas multifase son, cada vez más, una alternativa interesante en aplicaciones de electromovilidad debido, entre otras cuestiones, a su mayor tolerancia a fallos o la capacidad que tienen de reducir la corriente por fase para una misma potencia. Por otro lado, las topologías de convertidor multinivel también se presentan como una alternativa eficaz, ya que el aumento de las tensiones de operación de las baterías justifica, cada vez más, su incorporación en los futuros sistemas de propulsión de los vehículos eléctricos. Estas últimas tienen como ventaja principal que la tensión que soportan los semiconductores de potencia solo es una fracción de la tensión del bus DC, lo cual permite extender la tensión umbral fijada por dichos dispositivos y, al mismo tiempo, proporcionar otros beneficios adicionales, tales como la reducción de la CMV, la mejora de la calidad de las tensiones y corrientes sintetizadas por el convertidor o una mayor tolerancia a fallos, entre

otros aspectos.

Además de las topologías multifase o multinivel, existen otras que incorporan elementos hardware adicionales sobre el VSI convencional. El principal beneficio de este tipo de convertidores es que la transición del VSI a cualquiera de ellas es, en general, sencilla, ya que se puede emplear un VSI comercial y, posteriormente, incluir los elementos hardware adicionales. Además, a pesar de los muchos beneficios de las topologías de convertidor multifase y multinivel, la industria automovilística sigue apostando por el uso de topologías de convertidor trifásicas de dos niveles. Por lo tanto, esta tesis se enfoca en este tipo de topologías de convertidor para poder proponer la mejor alternativa que se pueda utilizar en el sistema de propulsión de los vehículos eléctricos de cara a reducir la CMV.

Aunque se han propuesto convertidores con fuente de impedancia para su uso en aplicaciones de automoción, éstos tienen una serie de desventajas que se deben considerar, como el mayor peso y volumen, debido a que se incluyen elementos reactivos, lo que también deriva en una densidad de potencia menor. Otra alternativa consiste en emplear topologías con desacoplamiento, lo cual es un enfoque muy común en otro tipo de aplicaciones como los sistemas fotovoltaicos, donde se han propuesto un gran número de topologías, principalmente monofásicas, pero también algunas otras trifásicas. A partir de esta última categoría nace la idea del convertidor de potencia propuesto en esta tesis doctoral para aplicaciones de electromovilidad, denominado ZVR-D2, que consiste en un convertidor de desacoplamiento AC que desconecta el inversor de la carga durante los estados del convertidor que no producen tensión a la salida (vectores nulos de SV-PWM).

En lo que a las técnicas de modulación respecta, se han revisado las principales estrategias que permiten reducir la CMV, haciendo énfasis en el enfoque SV-PWM. Por un lado, las técnicas RCMV-PWM son una alternativa útil para reducir la CMV, pero no explotan el potencial que tiene el convertidor ZVR-D2 para reducir la CMV por sí mismo. Además, este tipo de técnicas empeora considerablemente otras de las prestaciones del convertidor, tales como la calidad de las señales o su rango lineal utilizable. Por lo tanto, en esta tesis se ha propuesto emplear una técnica de modulación híbrida que combine la técnica CCMV-PWM y la técnica D-PWM. Esta modulación, denominada aquí HCCMV-PWM, permite mejorar la eficiencia del convertidor o reducir la CMV en función de si se emplean o no los grados adicionales de libertad (modo \textcircled{m}) que proporciona el convertidor ZVR-D2. En función de este modo \textcircled{m} se han propuesto dos variantes, una más conservadora que prioriza la eficiencia del convertidor (HCCMV-PWM-a) y otra que prioriza la fiabilidad, penalizando ligeramente la eficiencia del convertidor (HCCMV-PWM-b).

Ambas soluciones se han evaluado detalladamente y, además, se han contrastado frente a otras topologías de desacoplamiento trifásicas y a otras técnicas de modulación propuestas por otros autores. Mediante el análisis realizado, se ha demostrado que la combinación ZVR-D2 + HCCMV-PWM-b permite lograr los mejores resultados tanto en términos de eficiencia como en términos de CMV durante aproximadamente un 20 % del rango lineal. Además, esta solución resuelve algunas de las limitaciones de otras alternativas propuestas. Por ejemplo, Concari propone utilizar en el vehículo eléctrico el convertidor H8D2 de desacoplamiento DC. Sin embargo, este convertidor incrementa considerablemente las pérdidas de conducción debido a su incorporación de dispositivos en serie, además de empeorar también el MTBF y, por consiguiente, la fiabilidad del convertidor, ya que varios dispositivos conducen simultáneamente.

Por otro lado, en esta tesis también se ha comparado el convertidor ZVR-D2 con el VSI convencional durante ciclos de conducción específicos de vehículos eléctricos. A partir de los resultados obtenidos, se ha demostrado el alto desempeño del convertidor ZVR-D2 si se combina con técnicas de modulación adecuadas. En concreto, se ha demostrado que la técnica de modulación HCCMV-PWM-a consigue mayor eficiencia incluso que la solución convencional VSI + SV-PWM, además de reducir la CMV. Esto ocurre para ciclos de conducción urbanos, en los que el convertidor opera con índices de modulación en amplitud reducidos.

En definitiva, a partir de todos los resultados obtenidos, las ventajas del convertidor y la modulación propuestas (ZVR-D2 + HCCMV-PWM) se pueden resumir principalmente en cinco:

1. En general, cuando se quiere fabricar cualquier convertidor trifásico de dos niveles con dispositivos adicionales y, en particular, el convertidor ZVR-D2, se puede utilizar un VSI comercial ya optimizado y añadirle el hardware adicional. De esa forma, se ahorra en tiempo y recursos para el diseño de un convertidor de potencia completo.
2. Un beneficio adicional del convertidor ZVR-D2 es que éste redistribuye las pérdidas de potencia entre los dispositivos del inversor y los semiconductores adicionales. Ello conlleva una reducción de la temperatura de operación de los dispositivos y, en definitiva, una reducción del coste y el tamaño del sistema de refrigeración.
3. Otro aspecto a considerar es que el convertidor ZVR-D2 permite funcionar (cuando sea necesario) como un VSI convencional. Este grado de libertad permite aumentar la eficiencia del convertidor en función de las condiciones de operación del vehículo (perfil de conducción, estado de carga de la batería, etc.). Además, el convertidor ZVR-D2 es igual de fiable que el VSI

convencional ante faltas de circuito abierto, proporcionando, en este respecto, un mayor MTBF que otras alternativas de convertidor como, por ejemplo, las basadas en desacoplamiento DC.

4. Utilizar la modulación HCCMV-PWM-b sobre el convertidor ZVR-D2 ofrece la posibilidad de reducir la CMV completamente, haciendo que ésta sea invariante en el tiempo, es decir, permitiendo obtener un valor constante de esta tensión para un 60 % del rango lineal (valores bajos de índice de modulación en amplitud).
5. Otro beneficio de utilizar las variantes de HCCMV-PWM sobre el convertidor ZVR-D2 es que, gracias al uso de técnicas de modulación discontinuas, se pueden obtener valores de eficiencia superiores a los del convertidor VSI controlado por SV-PWM. Un ejemplo es la variante HCCMV-PWM-a, la cual permite obtener valores de eficiencia superiores a un VSI cuando los vehículos circulan en territorios urbanos, reduciéndose además la CMV.

En cuanto a las desventajas, hay que destacar que, a priori, el convertidor ZVR-D2 aumenta ligeramente las pérdidas de potencia respecto al VSI cuando se reduce la CMV. Sin embargo, si se emplean semiconductores de potencia con pérdidas de conducción menores que las del dispositivo que se ha utilizado para obtener los resultados, estas pérdidas se pueden reducir en valor absoluto. Además, si se requiere reducir la CMV en un VSI, se ha demostrado que emplear el convertidor ZVR-D2 es más conveniente que utilizar técnicas de modulación sobre el propio VSI. En segundo lugar, una desventaja adicional del convertidor es que se requieren elementos adicionales, lo que conlleva un coste mayor, además de un posible aumento del peso y el volumen del convertidor y, por consiguiente, una reducción de la densidad de potencia. Sin embargo, en la actualidad estos aspectos se pueden asumir, ya que el busbar, los condensadores y el propio sistema de refrigeración son algunas de las partes que más contribuyen al volumen y al peso del convertidor. Estos elementos se pueden diseñar específicamente para un módulo de potencia customizado que incorpore todo el hardware adicional. Además, si se emplea la tecnología *SiC*, los dispositivos son, por lo general y para una misma potencia, más pequeños, sin olvidar que son varios los fabricantes que ya apuestan por esta tecnología para sus vehículos. Además, un diseño customizado de este convertidor puede resolver problemas relacionados con los elementos parásitos. Por lo tanto, y teniendo en cuenta todos estos aspectos, es posible que un diseño customizado de convertidor ZVR-D2 de nueva generación pueda ser aún más pequeño que uno de VSI de la generación anterior

Por último, y posiblemente como desventaja principal, el convertidor ZVR-D2 requiere de un bus DC completamente equilibrado para garantizar un funcionamiento de tensión estable que permita reducir la CMV. Esto merece ser investiga-

do en mayor profundidad y entra dentro de las líneas de investigación futuras de esta tesis. Sin embargo, es posible que se puedan desarrollar técnicas de control y modulación específicas, como ocurre en otros convertidores como el NPC multinivel y, de esa forma, se eviten recursos hardware adicionales. Además, aunque existan desequilibrios en el bus DC, la principal desventaja es que no se reduce la CMV y, en términos de eficiencia, el convertidor seguirá funcionando de la misma forma, sin tampoco agravarse la fiabilidad, en términos de faltas de circuito abierto. Por todas estas cuestiones, se puede concluir que, cuando se trata de reducir la CMV, las ventajas superan a las desventajas, ya que la mayoría de inconvenientes podrían solucionarse, mientras que los beneficios del convertidor ZVR-D2 aportan gran valor añadido al VSI convencional para reducir la CMV.

7.2 Principales contribuciones de la tesis

A continuación se resumen las principales contribuciones de esta tesis doctoral, extraídas de los capítulos de este documento y publicadas en distintos medios de diseminación científica:

1. **La revisión, en profundidad, de las tecnologías de semiconductores de potencia utilizadas en el sistema de propulsión de los vehículos eléctricos, proporcionando los rangos de operación y una visión general del estado del mercado de dichos dispositivos.**

Entre las distintas tecnologías de semiconductores destacan las de *Si*, y más concretamente los IGBTs, los cuales son una tecnología probada con una larga trayectoria en su utilización en trenes de potencia de vehículos eléctricos. Sin embargo, cada fabricante desarrolla sus propias tecnologías, lo que dificulta las tareas de diseño y desarrollo de prototipos, haciendo que se requiera un conocimiento previo de la variedad de dispositivos que existe, así como de sus diferencias. Para solventar este problema, se ha realizado una revisión tecnológica que proporciona al ingeniero un punto de vista mayormente técnico-comercial, sin un profundo conocimiento sobre la física de los semiconductores. La investigación también incluye los dispositivos basados en nuevos materiales semiconductores WBG, siendo los materiales más relevantes el *SiC* y el *GaN*. Éstos constituyen una alternativa prometedora para este tipo de aplicaciones debido a la mejora de las propiedades del material frente al *Si*. De este estudio se puede concluir que la tecnología *GaN* requiere un mayor grado de madurez para su inclusión en el inversor del tren de tracción de los vehículos eléctricos. No obstante, existe una amplia gama de dispositivos *SiC* que ya se utilizan en vehículos comerciales.

Toda esta revisión realizada, tanto para dispositivos de *Si* como nuevos materiales WBG, ha sido enviada para su revisión a una revista internacional (RSER - *R8*). Asimismo, este trabajo ha servido para confeccionar parte del capítulo 1 y como punto de partida para la selección de los componentes utilizados para la elaboración del prototipo explicado en el capítulo 6.

2. La revisión de los problemas producidos por la CMV y sus soluciones, así como la propuesta de un criterio de cuantificación de la CMV que permita comparar las diferentes soluciones analizadas en esta tesis

En el pasado, los motores eléctricos se utilizaban principalmente en aplicaciones industriales y sin el acompañamiento de electrónica de potencia que permitiese regular el par y la velocidad de estas máquinas. Sin embargo, hoy en día se está llevando a cabo una importante producción de motores en masa para aplicaciones de electromobilidad, favoreciendo así la transición hacia un transporte más eficiente y menos contaminante. Este incremento en el uso de motores, los cuales utilizan inversores para regular el par que se entrega al motor, hace necesario buscar soluciones al problema de la CMV. En esta tesis doctoral se ha revisado el origen de esta tensión parásita. Además, se han analizado los principales problemas que derivan de la CMV y cuales son las soluciones más comunes para resolverlos. Por último, al observar la cantidad de problemas y soluciones que se pueden emplear para mitigar los efectos de la CMV, en esta tesis doctoral se ha propuesto un criterio de cuantificación de la forma de onda la CMV que permite dejar a un lado los problemas derivados de la CMV y centrarse únicamente en el estudio de dicha forma de onda.

Todo este trabajo relacionado tanto con los problemas y las soluciones de la CMV en *drives*, como con el criterio de cuantificación de una onda de CMV determinada, se ha publicado en dos revistas internacionales (RSER- *R4* y *R7*) y una conferencia nacional (SAAEI- *N2*). A su vez, esta contribución dota de contenido al capítulo 2 de la presente tesis.

3. La revisión de las topologías de convertidor y las técnicas de modulación que se pueden utilizar para reducir la CMV en accionamientos de motor con inversor.

El inversor de fuente de tensión más empleado en el campo de la electrónica de potencia es el conocido VSI trifásico de dos niveles. Sin embargo, como se viene diciendo, existen otras topologías de convertidor que pueden emplearse para reducir la CMV en aplicaciones que incluyen motores eléctricos. Los convertidores multifase o multinivel son una alternativa que se ha investi-

gado ampliamente en las últimas dos décadas. De hecho, ya hay un gran número de aplicaciones industriales que utilizan varios de estos convertidores. Del mismo modo, en la última década también se ha propuesto un gran número tanto de convertidores trifásicos de dos niveles con hardware adicional como de técnicas de modulación específicas para reducir la CMV en todos estos convertidores. Por lo tanto, revisar todo este abanico de posibilidades resulta de gran interés, no solo para la búsqueda de la solución más beneficiosa, sino también para comprender en mayor medida la influencia que tiene la CMV sobre los distintos tipos de inversores que hay en la actualidad.

Considerando todo esto, en esta tesis se han llevado a cabo varias publicaciones al respecto. Entre ellas, destacan tres revistas internacionales (RSER - *R4* y *R7* y ACCES - *R6*) y dos conferencias nacionales (SAAEI - *N3* y *N4*). Al mismo tiempo, todas las topologías de convertidor y técnicas de modulación revisadas se explican detalladamente en los capítulos 3 y 4 de esta tesis.

4. El desarrollo de un modelo de simulación de pérdidas de potencia que permita estimar las pérdidas del convertidor del tren de potencia de un vehículo eléctrico de forma precisa.

Durante las primeras etapas de diseño de un convertidor de potencia aplicado al vehículo eléctrico es necesario estimar las pérdidas producidas en los dispositivos semiconductores que lo componen. Esta información se requiere para la selección apropiada de los dispositivos, además de para el dimensionamiento de la etapa de potencia y del sistema de refrigeración del convertidor. En general, dichos cálculos se realizan a partir de los datos disponibles en la hoja de características del fabricante, los cuales deben tratarse de forma correcta para poder realizar una estimación lo más cercana posible a la realidad. Además, es posible utilizar distintas aproximaciones para estimar las pérdidas de potencia de los semiconductores que componen el convertidor de potencia. Considerando todo esto, durante la primera etapa de esta tesis doctoral se ha desarrollado y validado un modelo de simulación flexible elaborado a nivel de dispositivo. Sobre dicho modelo se han comparado y cuantificado distintos métodos de cálculo de pérdidas y se ha demostrado que el uso de modelos simplificados, que no consideran los factores necesarios para particularizar las pérdidas en el contexto de diseño del vehículo eléctrico, dan como resultado desviaciones significativas. Dicho modelo se ha desarrollado en MATLAB/Simulink y los resultados que éste proporciona se han comparado frente a los de otras herramientas de simulación comerciales como PSIM y PLECS.

El procedimiento seguido para modelar los dispositivos ha derivado en una publicación en una conferencia nacional (SAAEI - *N1*). Dicho procedimiento se resume en el anexo B y, al mismo tiempo, el modelo de pérdidas correspondiente se ha empleado para los resultados obtenidos en varias publicaciones, entre las que destacan tres revistas internacionales (E - *R1* y *R3* y MR - *R2*), dos conferencias internacionales (IECON - *I2* y DCIS - *I3*) y otras dos conferencias nacionales (SAAEI - *N4*, *N5* y *N6*), estando varias de estas publicaciones relacionadas con la siguiente contribución.

- 5. La comparación de distintas topologías de convertidor y técnicas de modulación mediante herramientas de simulación para demostrar el valor añadido de la combinación convertidor-modulación que se propone en esta tesis.**

A partir de la revisión de topologías de convertidor y técnicas de modulación realizada (contribución 3) en esta tesis se han comparado varias de ellas mediante herramientas de simulación. En concreto, se han seleccionado las variantes de desacoplamiento trifásicas de dos niveles debido a las ventajas que ofrecen, principalmente, para reducir la CMV. Además, se han implementado y simulado, sobre todos estos convertidores, todas las técnicas de modulación que se han revisado previamente. Las principales características que se han evaluado han sido el rizado de la tensión y la corriente del bus DC (Δv_{DC} y Δi_{DC}), la calidad de la corriente a la salida del convertidor (Δi_{out} y $THDi$), las pérdidas de potencia y la eficiencia del convertidor (η) y la tensión de modo común ($v_{CM_{fom}}$). Además, este análisis se ha realizado utilizando distintas tecnologías de semiconductores de potencia, en primer lugar, con dispositivos de *Si* y, posteriormente, con dispositivos de *SiC*.

Una gran parte del material derivado de esta contribución se ha publicado en dos revistas internacionales (E - *R1* y *R3*), una conferencias internacional (IECON - *I2*) y otras dos conferencias nacionales (SAAEI - *N4* y *N5*). Además, una parte del contenido de estas publicaciones se ha utilizado para documentar el análisis llevado a cabo en el capítulo 5, el cual se centra principalmente en comparar el convertidor de potencia ZVR-D2 propuesto frente a otras variantes trifásicas de dos niveles.

- 6. La validación, mediante experimentación, de la capacidad que tiene el nuevo convertidor propuesto para reducir la CMV.**

Otra de las contribuciones de esta tesis es la conformación de un prototipo de convertidor ZVR-D2 que, por un lado, cumpla con los requisitos generales de los inversores de los vehículos eléctricos y, por otro lado, permita reducir

la CMV. Aunque el prototipo se ha dimensionado para operar por debajo de los valores habituales de tensión y corriente de un inversor de automoción real, se ha demostrado que éste es capaz de reducir eficazmente la CMV. Además, se han estudiado y analizado distintos aspectos de este convertidor, como el equilibrado del bus DC o la correcta conexión de los diodos de *clamping* para fijar el valor de CMV deseado.

Aunque este trabajo no se ha publicado todavía en ninguna revista de alto índice de impacto, indagar en estos aspectos y obtener resultados experimentales más cercanos a las condiciones de operación reales de los vehículos eléctricos quedan dentro de las líneas futuras de esta tesis doctoral.

Tabla 7.1: Relación de las publicaciones extraídas de esta tesis doctoral con los capítulos del documento.

Capítulo	Título	Publicaciones
1	Introducción.	<i>R5, R8, I1, N7, D1, D3</i>
2	Problemática de la tensión de modo común en accionamientos de motor con inversor.	<i>R4, R6, R7, N2</i>
3	Topologías de convertidores de potencia para la reducción de la tensión de modo común en aplicaciones de vehículo eléctrico.	<i>R4, R6, R7, N3</i>
4	Técnicas de modulación para la reducción de la tensión de modo común.	<i>R4, R6, R7, N4, D2</i>
5	Análisis de prestaciones y comparativa de topologías de convertidor y técnicas de modulación mediante simulación.	<i>R1, R2, R3, I2, I3, N1, N4, N5, N6</i>
6	Prototipado y validación del convertidor de potencia ZVR-D2.	<i>R1, R8</i>

Tipo de publicación	Número
<i>Rx</i> : Publicación en revista científico-técnica.	8
<i>Ix</i> : Publicación en conferencia internacional.	3
<i>Nx</i> : Publicación en conferencia nacional.	7
<i>Dx</i> : Publicación en revista de divulgación científica.	3

TOTAL	21
--------------	-----------

7.3 Publicaciones científicas derivadas de la tesis.

El trabajo de investigación desarrollado en esta tesis ha sido publicado parcialmente en varias revistas científico-técnicas y conferencias nacionales e internacionales. A continuación se detallan todas estas publicaciones, las cuales, a su vez, se relacionan en la tabla 7.1 con el capítulo correspondiente de esta tesis.

7.3.1 Publicaciones en revistas científico-técnicas

- R1. *Autores:* **E. Robles**, M. Fernández, E. Ibarra, J. Andreu y I. Kortabarria.
Título: Mitigation of common mode voltage issues in electric vehicle drive systems by means of an alternative AC-decoupling power converter topology.
Ref.: Revista *Libro:* Energies (ISSN 1996-1073)
Clave: A *Volumen:* 12, *Nº* 17 (*Nº* Art. 3349) *Páginas:* 1-27 *Fecha:* 30/08/2019
DOI: [10.3390/en12173349](https://doi.org/10.3390/en12173349) *Indicadores de calidad:* JCR (2019): 2,702
 Ranking Q3 (63/112) Energy & Fuels
-
- R2. *Autores:* A. Matallana, **E. Robles**, E. Ibarra, J. Andreu, N. Delmonte y P. Cova.
Título: A methodology to determine reliability issues in automotive SiC power modules combining 1D and 3D thermal simulations under driving cycle profiles.
Ref.: Revista *Libro:* Microelectronics Reliability (ISSN: 0026-2714)
Clave: A *Volumen:* 102 (*Nº* Art. 113500) *Páginas:* 1-9 *Fecha:* 01/11/2019
DOI: [10.1016/j.microrel.2019.113500](https://doi.org/10.1016/j.microrel.2019.113500) *Indicadores de calidad:* JCR (2019): 1,535
 Ranking Q3 (182/266) Engineering, Electrical & Electronic
-
- R3. *Autores:* M. Fernández, A. Sierra, **E. Robles**, I. Kortabarria, E. Ibarra y J. L. Martín.
Título: New modulation technique to mitigate common mode voltage effects in star-connected five-phase AC drives.
Ref.: Revista *Libro:* Energies (ISSN 1996-1073)
Clave: A *Volumen:* 13 (*Nº* Art. 607) *Páginas:* 1-19 *Fecha:* 31/01/2020
DOI: [10.3390/en13030607](https://doi.org/10.3390/en13030607) *Indicadores de calidad:* JCR (2020): 3,004
 Ranking Q3 (70/114) Energy & Fuels
-
- R4. *Autores:* **E. Robles**, M. Fernández, J. Andreu, E. Ibarra y U. Ugalde.
Título: Advanced power inverter topologies and modulation techniques for common-mode voltage elimination in electric motor drive systems.
Ref.: Revista *Libro:* Renewable & Sustainable Energy Reviews (ISSN: 1364-0321)
Clave: A *Volumen:* 140 (*Nº* Art. 110746) *Páginas:* 1-26 *Fecha:* 26/01/21
DOI: [10.1016/j.rser.2021.110746](https://doi.org/10.1016/j.rser.2021.110746) *Indicadores de calidad:* JCR (2020): 14,982
 Ranking Q1 (7/114) Energy & Fuels
-
- R5. *Autores:* I. Aretxabaleta, I. Martínez de Alegría, J. Andreu, I. Kortabarria y **E. Robles**.
Título: High-voltage stations for electric vehicle fast-charging: trends, standards, charging modes and comparison of unity power-factor rectifiers.
Ref.: Revista *Libro:* IEEE Access (ISSN 2169-3536)
Clave: A *Volumen:* 9 *Páginas:* 102177-102194 *Fecha:* 30/06/21
DOI: [10.1109/ACCESS.2021.3093696](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3093696) *Indicadores de calidad:* JCR (2020): 3,367
 Ranking Q2 (94/273) Engineering, Electrical & Electronic
-

- R6. *Autores:* **E. Robles**, M. Fernández, J. Zaragoza, I. Aretxabaleta, I. Martínez de Alegría y J. Andreu.
Título: Common-mode voltage elimination in multilevel power inverter-based motor drive applications.
Ref.: Revista *Libro:* IEEE Access (ISSN 2169-3536)
Clave: A *Páginas:* 2117-2139 *Fecha:* 23/12/21
DOI: [10.1109/ACCESS.2021.3137892](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3137892) *Indicadores de calidad:* JCR (2020): 3,367
Ranking Q2 (94/273) Engineering, Electrical & Electronic
-
- R7. *Autores:* **E. Robles**, M. Fernández, J. Andreu, E. Ibarra, J. Zaragoza y U. Ugalde.
Título: Common-mode voltage mitigation in multiphase electric motor drive systems.
Ref.: Revista *Libro:* Renewable & Sustainable Energy Reviews (ISSN: 1364-0321)
Clave: A *Volumen:* 157 (Nº Art. 111971) *Páginas:* 1-21 *Fecha:* 31/12/21
DOI: [10.1016/j.rser.2021.111971](https://doi.org/10.1016/j.rser.2021.111971) *Indicadores de calidad:* JCR (2020): 14,982
Ranking Q1 (7/114) Energy & Fuels
-

Otros artículos pendientes de publicación:

- R8. *Autores:* **E. Robles**, A. Matallana, I. Aretxabaleta, J. Andreu, M. Fernandez y J. L. Martín.
Título: The role of power device technology in the electric vehicle powertrain.
Estado actual: En proceso de selección de la revista objetivo.
Ref.: Revista *Libro:* -
Clave: A *Volumen:* - *Páginas:* - *Fecha:* -
DOI: - *Indicadores de calidad:* JCR: -
Ranking -
-

7.3.2 Publicaciones en conferencias internacionales

- I1. *Autores:* D. Cabezuelo, J. Andreu, I. Kortabarria, I. Martínez de Alegría and **E. Robles**.
Título: Powertrain systems of electric, hybrid and fuel-cell vehicles: State of the technology.
Congreso: International Symposium on Industrial Electronics.
Publicación: Actas del congreso ISIE'17. *Páginas:* 1445-1450
Lugar de celebración: Edimburgo (Reino Unido) *Fecha:* 19-21/06/2017
ISBN: 978-1-5090-1411-8/17 *DOI:* [10.1109/ISIE.2017.8001458](https://doi.org/10.1109/ISIE.2017.8001458)
-
- I2. *Autores:* M. Fernández, **E. Robles**, I. Kortabarria, J. Andreu, E. Ibarra.
Título: Novel modulation techniques to reduce the common mode voltage in multiphase inverters.
Congreso: Annual Conference of the IEEE Industrial electronics Society.
Publicación: Actas del congreso IECON'19. *Páginas:* 1898-1903
Lugar de celebración: Lisboa (Portugal) *Fecha:* 14-17/10/2019
ISBN: 978-1-7281-4878-6/19 *DOI:* [10.1109/IECON.2019.8927803](https://doi.org/10.1109/IECON.2019.8927803)
-

- I3. *Autores:* M. Fernández, E. Ibarra, **E. Robles**, O. Cuñado, I. Rodríguez, M. Aranguren, I. Kortabarria y Y. Bouzid.
Título: FPGA and CPU based real-time simulation platform for EV propulsion system analysis under driving cycles.
Congreso: Annual Conference on Design of Circuits and Integrated Systems.
Publicación: Actas del congreso DCIS'19. Páginas: 252-257
Lugar de celebración: Bilbao (España) Fecha: 20-22/11/2019
ISBN: 978-84-09-17431-7
-

7.3.3 Publicaciones en conferencias nacionales

- N1. *Autores:* **E. Robles**, M. Fernández, E. Ibarra, J. Andreu y I. Kortabarria.
Título: Modelado y simulación de pérdidas en convertidores de potencia aplicados al vehículo eléctrico.
Congreso: Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación.
Publicación: Actas del congreso SAAEI'18. Páginas: 295-300
Lugar de celebración: Barcelona (España) Fecha: 04-06/07/2018
ISBN: 978-84-947311-4-3
-
- N2. *Autores:* **E. Robles**, M. Fernández, E. Ibarra, J. Andreu y I. Kortabarria.
Título: Tensión de modo común en motores accionados mediante inversores: problemas y soluciones.
Congreso: Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación.
Publicación: Actas del congreso SAAEI'19. Páginas: 639-644
Lugar de celebración: Córdoba (España) Fecha: 03-05/07/2019
ISBN: 978-84-17171-50-6
-
- N3. *Autores:* **E. Robles**, M. Fernández, E. Ibarra, J. Andreu y I. Martínez de Alegría.
Título: Convertidores de potencia trifásicos para la reducción de la tensión de modo común.
Congreso: Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación.
Publicación: Actas del congreso SAAEI'19. Páginas: 658-663
Lugar de celebración: Córdoba (España) Fecha: 03-05/07/2019
ISBN: 978-84-17171-50-6
-
- N4. *Autores:* M. Fernández, **E. Robles**, I. Kortabarria, E. Ibarra y J. Andreu.
Título: Técnicas de modulación para la reducción de la tensión de modo común aplicadas al vehículo eléctrico.
Congreso: Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación.
Publicación: Actas del congreso SAAEI'19. Páginas: 670-675
Lugar de celebración: Córdoba (España) Fecha: 03-05/07/2019
ISBN: 978-84-17171-50-6
-

- N5. *Autores:* **E. Robles**, M. Fernández, A. Otero, J. Andreu, E. Ibarra, A. Dávila.
Título: Análisis de topologías y técnicas de modulación para la reducción de la tensión de modo común en variadores de frecuencia.
Congreso: Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación.
Publicación: Actas del congreso SAAEI'21. Páginas: 2-7
Lugar de celebración: Ciudad Real (España) Fecha: 07-09/07/2021
 ISBN: 978-84-123292-2-3
-
- N6. *Autores:* M. Fernandez, **E. Robles**, I. Kortabarria, E. Ibarra y J. Andreu.
Título: Análisis de la modulación GD-PWM aplicada al vehículo eléctrico.
Congreso: Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación.
Publicación: Actas del congreso SAAEI'21. Páginas: 8-13
Lugar de celebración: Ciudad Real (España) Fecha: 07-09/07/2021
 ISBN: 978-84-123292-2-3
-
- N7. *Autores:* A. Matallana, A. De Marcos, J. Andreu, **E. Robles**, M. Fernández y A. Navarro.
Título: Tecnología de los condensadores del tren de tracción del EV: condensadores del bus DC.
Congreso: Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación.
Publicación: Actas del congreso SAAEI'21. Páginas: 352-357
Lugar de celebración: Ciudad Real (España) Fecha: 07-09/07/2021
 ISBN: 978-84-123292-2-3
-

7.3.4 Publicaciones en otros medios de divulgación científica

- D1. *Autores:* I. Aretxabaleta, **E. Robles**, M. Fernandez, I. Martínez de Alegría, J. Andreu.
Título artículo web: Ibilgailu elektrikoaren joera: 2030a helburu.
Ref.: Revista *Libro:* Elhuyar Aldizkaria (ISSN 2603-6614) *Fecha:* 20/04/21
URL: <https://aldizkaria.elhuyar.eus/gai-librean/ibilgailu-elektrikoaren-joera-2030a-helburu/>
-
- D2. *Autores:* M. Fernandez, I. Aretxabaleta, **E. Robles**, I. Kortabarria, U. Ugalde.
Título artículo web: Edith Clarke: emakume baten ondarea zientzian.
Ref.: Revista *Libro:* Elhuyar Aldizkaria (ISSN 2603-6614) *Fecha:* 09/05/21
URL: <https://aldizkaria.elhuyar.eus/.../edith-clarke-emakume-baten-ondarea-zientzian/>
-
- D3. *Autores:* **E. Robles**, M. Fernandez, I. Aretxabaleta, E. Ibarra, J. Andreu.
Título artículo: Modu-komuneko tentsioa ibilgailu elektrikoan isilpeko etsai.
Ref.: Revista *Libro:* Elhuyar Aldizkaria (ISSN 2603-6614)
Volumen: 343 *Páginas:* 80-85 *Fecha:* 01/09/21
URL: <https://aldizkaria.elhuyar.eus/.../modu-komuneko-tentsioa-ibilgailu-elektrikoan-isilp/>
-

7.4 Líneas futuras de investigación

1. Elementos parásitos y efectos no ideales del convertidor ZVR-D2. El primer aspecto sobre el que se debe incidir es la experimentación. Conviene realizar un análisis en mayor profundidad del efecto de los elementos parásitos del convertidor ZVR-D2, tanto a nivel de dispositivo como de manera general y analizar, más detalladamente, las incongruencias entre los resultados obtenidos mediante simulación y mediante experimentación.
2. Equilibrado de los condensadores del bus DC. Los datos proporcionados en esta tesis doctoral se han extraído utilizando un bus DC equilibrado. Sin embargo, al aumentar los rangos de operación del convertidor, en términos de tensiones y corrientes, es posible que se produzcan desequilibrios en dicho bus. En consecuencia, una alternativa es investigar y proponer técnicas de equilibrado. Por ejemplo, utilizar técnicas como las que se emplean en otros inversores como el NPC multinivel.
3. Técnicas de control y modulación predictivas. Aunque en esta tesis doctoral se han propuesto e implementado técnicas de modulación para reducir la CMV en el convertidor ZVR-D2, cuando se cierra el lazo de control, es posible desarrollar nuevas técnicas de modulación que funcionen mediante el control predictivo. Este tipo de técnicas pueden mejorar algunas de las prestaciones del inversor y aplicar, en función del punto de operación del motor, la secuencia de los vectores más adecuada. Por lo tanto, conviene investigar en técnicas de control y modulación en lazo cerrado que se puedan utilizar en el convertidor ZVR-D2.
4. Operación tolerante a fallos. Otra de las líneas futuras de investigación es buscar la manera de proporcionar al convertidor ZVR-D2 la característica de tolerancia a fallos. Una posibilidad es utilizar la extensión de cinco fases del convertidor ZVR-D2, la cual emplearía también dos puentes de diodos pero con 10 diodos por puente en lugar de 6. Además, requeriría acceso a otros puntos del bus DC para lograr reducir la CMV satisfactoriamente. Como ocurre con la versión trifásica, emplear su versión de cinco fases puede que aporte gran valor añadido cuando se trate de reducir la CMV. Además, se combinan los grados de libertad del hardware adicional, con los que ya proporciona, por sí solo, un convertidor de cinco fases. Dichos grados pueden emplearse simultáneamente para mejorar varias de las prestaciones del convertidor, entre ellas, la tolerancia a fallos.
5. Potencial del convertidor ZVR-D2 frente a otros inversores. Otra de las tareas futuras es la comparación, y demostración del potencial que tiene el convertidor ZVR-D2, frente a otras topologías de convertidor, como las

multifase o las multinivel. En esta tesis, se ha comparado frente a topologías trifásicas de dos niveles con desacoplamiento, pero también se puede comparar frente a otras como el inversor de cuatro ramas con conexión al punto neutro, el convertidor de cinco fases con conexión en estrella, o frente a convertidores multinivel como, por ejemplo, el NPC.

Parte V

Anexos

Anexo A

Tensión de modo común en aplicaciones fotovoltaicas y topologías monofásicas de conversión

Uno de los objetivos principales de esta tesis doctoral ha sido la investigación de topologías de conversión de potencia para la minimización de los efectos perjudiciales de la CMV en el sistema de propulsión del vehículo eléctrico. Varias de las propuestas analizadas parten de soluciones monofásicas equivalentes definidas originalmente para su uso en aplicaciones fotovoltaicas. Por ello, en este anexo se analiza la problemática de la CMV en este tipo de sistemas.

Aunque los convertidores de potencia para aplicaciones fotovoltaicas son extremadamente eficientes, compactos y fiables [144], la conmutación de sus dispositivos semiconductores genera tensiones alternas de CMV entre los polos de los paneles fotovoltaicos, las cuales producen corrientes de fuga capacitivas. A su vez, estas corrientes producen EMI y aumentan la THD_i y las pérdidas de potencia, siendo todos estos problemas potencialmente peligrosos para la integridad de los paneles fotovoltaicos [141–143, 191]. En este contexto, una de las soluciones principales consiste en utilizar transformadores de baja frecuencia para la conexión a red (figura A.1(a)), los cuales proporcionan aislamiento galvánico e interrumpen el camino de fuga de dichas corrientes. Sin embargo, el coste de los transformadores es elevado, son voluminosos y pesados y añaden pérdidas de potencia adicional-

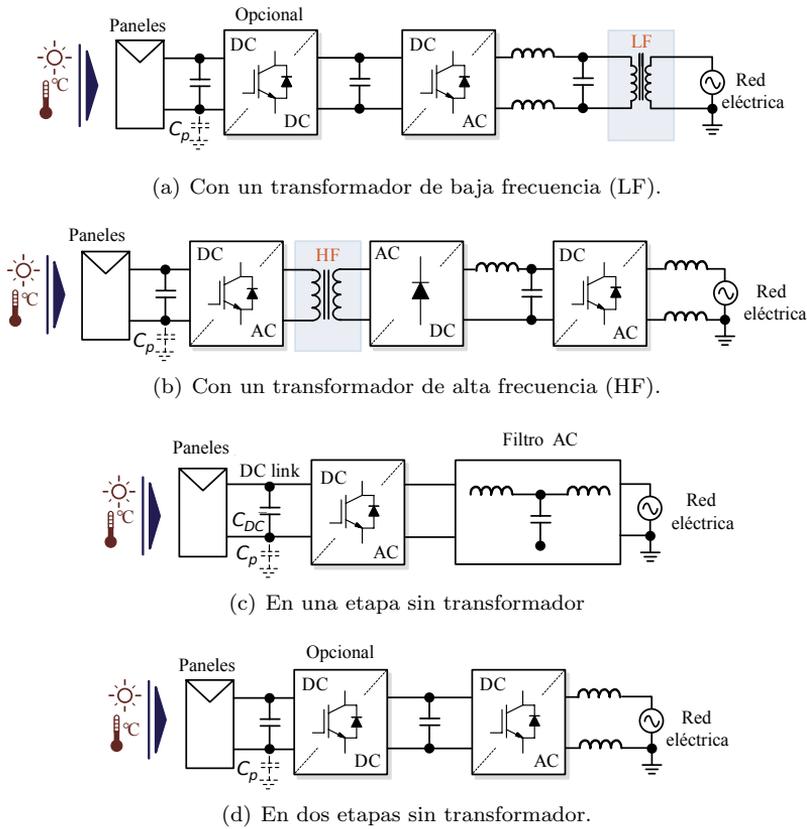


Figura A.1: Sistemas fotovoltaicos monofásicos conectados a la red.

les [144, 149]. Como alternativa a este tipo de transformadores, se considera el uso de transformadores de alta frecuencia en la etapa de conversión DC/DC (figura A.1(b)), donde este tipo de transformador es mucho más ligero y compacto. No obstante, se sigue penalizando la eficiencia del sistema [141–144, 375], existiendo soluciones de este tipo en el mercado con eficiencias entre el 93 % y el 95 % [376, 377]. Por otro lado, cuando se eliminan los transformadores es posible incrementar la eficiencia hasta un 97 %, además de reducir el coste total del sistema [141–143, 375]. Por ello, se han propuesto soluciones sin transformador y con un número reducido de etapas de conversión (figura A.1(c)). El inconveniente principal de las topologías de una sola etapa es que el rango de tensión de salida de los paneles está limitado, lo que afecta a la eficiencia global. La utilización de

Tabla A.1: Topologías monofásicas sin aislamiento para aplicaciones fotovoltaicas.

	Topología					
	Full-Bridge (modulación unipolar)	Full-Bridge (modulación bipolar)	H5	H6D2	HBZVR-D	HERIC
Switches	4	4	5	6	5	6
Condensadores	1	1	1	2	2	1
Diodos	0	0	0	2	6	2
Eficiencia	✓	✗	✓	✓	✓	✓✓
CMV	✗	✓✓	✗	✓✓	✓✓	✓
Corriente de fugas	✗✗	✓	✓✓	✓✓	✓✓	✓✓
Ventajas	Alta eficiencia	CMV constante Baja corriente de fugas	Bajo rizado de corriente	CMV constante Baja corriente de fugas	Muy baja corriente de fugas Alta eficiencia	Sin pérdidas durante el <i>freewheeling</i> Alta eficiencia
Desventajas	Alta corriente de fugas	Elevado rizado de corriente Señal deteriorada Baja eficiencia	Pérdidas durante el <i>freewheeling</i> Altas pérdidas de conmutación CMV variable	Altas pérdidas de conducción	Tensión bipolar debido al tiempo muerto entre el modo de conducción y el <i>freewheeling</i>	Inyección de potencia reactiva a la red CMV flotante
Referencias	[141, 142, 375]	[141, 142]	[141–144]	[142–144]	[142, 143, 375]	[141, 142, 144, 375]

dos etapas de conversión (figura A.1(d)) puede resolver este problema, ya que un convertidor DC/DC se encarga de amplificar la tensión del módulo fotovoltaico a un valor adecuado [376]. Por otro lado, e independientemente de la alternativa utilizada, en ocasiones se suele incorporar un filtro LCL para mejorar la calidad armónica de la corriente entregada a la red eléctrica [376].

En lo que respecta a las soluciones sin transformador y de una única etapa, es un enfoque común en la literatura científica buscar alternativas de topologías de convertidor, donde se ha propuesto una gran variedad de soluciones monofásicas y trifásicas para tratar la problemática asociada a la CMV [141–144]. Algunas de las principales topologías trifásicas ya se han analizado detalladamente en el capítulo 3 de esta tesis. Por el contrario, las características de las topologías monofásicas más destacadas se muestran en la tabla A.1 y, del mismo modo, dichas topologías se muestran en la figura A.2. Éstas se pueden clasificar en función de la zona del circuito que se aísla (como ocurre con las topologías trifásicas analizadas en esta tesis). Si se aísla la zona de la fuente (panel solar), se denominan topologías con desacoplamiento DC; si se aísla la zona de la carga (red eléctrica), se denominan topologías con desacoplamiento AC. El objetivo de estas soluciones es minimizar las corrientes de fuga y mantener la CMV constante durante los estados de conmutación [142]. Por lo general, las topologías con desacoplamiento AC tienen una mayor eficiencia respecto a las de desacoplamiento DC [143]. Sin embargo, algunas de estas soluciones tienen como inconveniente la imposibilidad de controlar el nivel de CMV durante el estado de *freewheeling*. Como se ha visto en esta tesis, en aplicaciones fotovoltaicas también es común incorporar diodos de *clamping* para resolver este problema, los cuales permiten fijar un valor de tensión determinado, minimizando así las formas de onda de CMV [143].

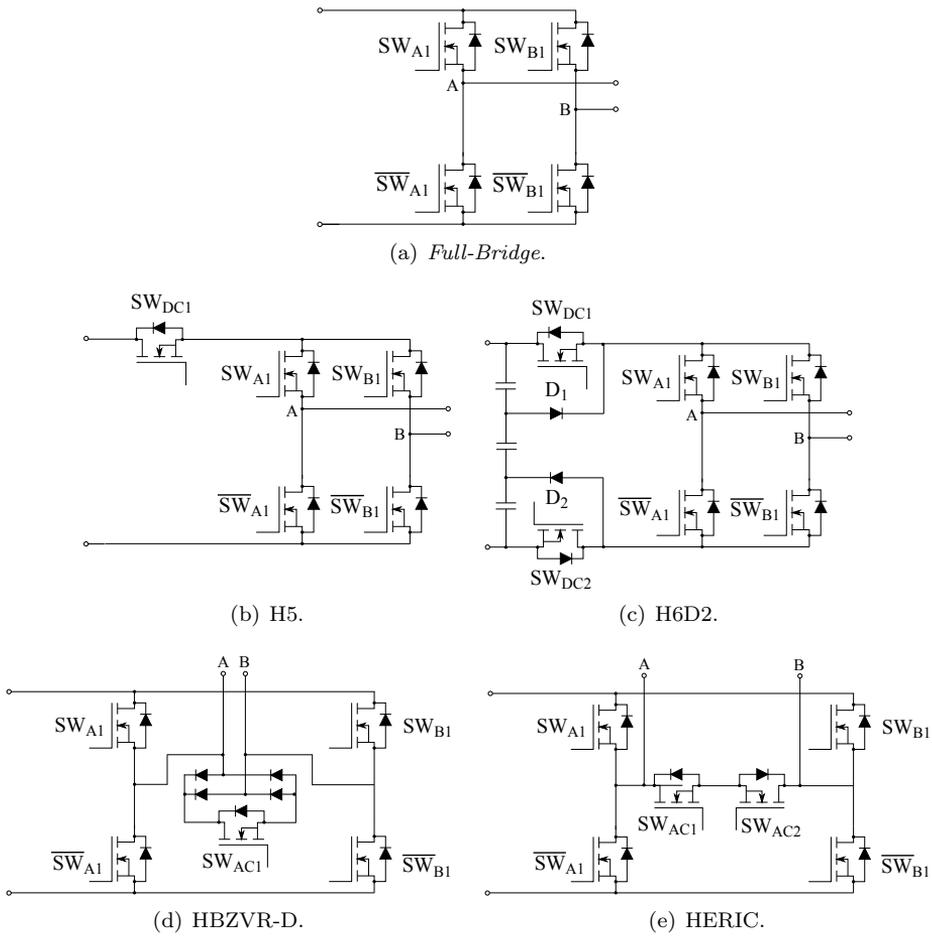


Figura A.2: Principales topologías monofásicas con desacoplamiento para aplicaciones fotovoltaicas sin transformador.

Anexo B

Modelado térmico y de pérdidas de los dispositivos semiconductores

Estimar las pérdidas de potencia con precisión ayuda a garantizar los requisitos mínimos de fiabilidad del convertidor (con ciclos de vida de los componentes del sistema de propulsión de 10 a 15 años en los vehículos eléctricos [378]). Dichas pérdidas reducen la eficiencia del sistema y son responsables del calentamiento de los dispositivos. Por ejemplo, en [84] se ha verificado que, cuando los semiconductores de potencia experimentan un aumento de la temperatura de operación de 10°C , se duplica la tasa de fallos. Además, si no se dimensionan adecuadamente los dispositivos semiconductores o el sistema de refrigeración, las pérdidas de potencia pueden calentar la unión del dispositivo por encima de su temperatura máxima ($T_{j,max}$) y provocar su destrucción.

En una primera aproximación, la estimación de pérdidas se realiza a partir de los datos disponibles en la hoja de características del fabricante. Estos datos se deben tratar adecuadamente para realizar una estimación de pérdidas lo más cercana a la realidad. Para ello, se requieren expresiones analíticas y modelos de simulación que sirvan para particularizar las pérdidas en cada régimen de operación del sistema de propulsión del vehículo eléctrico. Las pérdidas se pueden caracterizar mediante funciones de ajuste de curvas [379–381], por lo general a través de aproximaciones polinómicas [379, 382–384], o bien utilizando *look-up tables* (LUTs) dependientes de ciertos parámetros de operación [379]. Sin

embargo, habitualmente se realizan simplificaciones que no consideran todos los parámetros que influyen en las pérdidas reales del sistema [381].

Considerando todo lo anterior, a continuación se detalla como se han modelado las pérdidas de potencia y la temperatura de operación de los semiconductores de potencia.

B.1 Estimación analítica de las pérdidas de potencia

En general, las pérdidas de un semiconductor de potencia se pueden clasificar como: (i) pérdidas estáticas (producidas durante los estados de conducción y corte del dispositivo), (ii) pérdidas dinámicas (producidas durante el régimen de conmutación del dispositivo) y (iii) pérdidas en el circuito de disparo. Las pérdidas en el circuito de disparo y las pérdidas de bloqueo (corte) son despreciables, ya que no contribuyen de manera significativa a las pérdidas totales. En este contexto, las pérdidas de un MOSFET se pueden calcular matemáticamente a lo largo de un determinado periodo T mediante:

$$P_{tot,M} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{DS}(t) i_D(t) dt = P_{cond,M} + P_{on,M} + P_{off,M}, \quad (B.1)$$

donde $P_{cond,M}$, $P_{on,M}$ y $P_{off,M}$ son las pérdidas en conducción, encendido y apagado del MOSFET a lo largo del periodo T , y $v_{DS}(t)$ e $i_D(t)$ son la tensión drenador-surtidor y la corriente de drenador instantánea del MOSFET, respectivamente. Del mismo modo, el procedimiento es similar para los diodos, pero se desprecian las pérdidas de encendido, ya que éstas no contribuyen de manera significativa a las pérdidas totales, de forma que:

$$P_{tot,D} = \frac{1}{T} \int_0^T v_F(t) i_D(t) dt = P_{cond,D} + P_{off,D}, \quad (B.2)$$

donde $P_{cond,D}$ y $P_{off,D}$ son las pérdidas en conducción y apagado del diodo a lo largo del periodo T y $v_F(t)$ e $i_D(t)$ son la tensión y la corriente instantáneas del diodo en conducción.

En la práctica, la cuantificación de las pérdidas de conmutación depende de múltiples factores tales como: (i) la selección de los límites de integración en el intervalo de operación en el que se considera que el dispositivo está conmutando, (ii) la corriente de recuperación inversa del diodo (I_{RRM}), (iii) la variación de la corriente en los MOSFETs y diodos (di/dt), (iv) la tensión de puerta, (v) el valor de las inductancias parásitas existentes en el camino de conmutación, o (vi) el

tipo de carga eléctrica (óhmica, inductiva o capacitiva). Para este trabajo no se ha tenido en cuenta el efecto individual de estos últimos parámetros. El método para el cálculo de las pérdidas de conmutación se ha determinado en función de la información proporcionada por el fabricante. Por lo tanto, se puede considerar que las pérdidas de conmutación se definen, únicamente, como el producto de la frecuencia de conmutación (f_{sw}) por la energía disipada, dependiendo esta última de la corriente del dispositivo, de la tensión de bloqueo (V_{DS} para el MOSFET y V_R para el diodo), de la temperatura de la unión (T_j) y de la resistencia de puerta (R_G).

Por lo general, los fabricantes proporcionan información de las pérdidas de conmutación en función de estos últimos parámetros, o bien para un punto de operación determinado o en forma de curva para un rango de valores. En este último caso, es posible implementar una LUT en un modelo de simulación para determinar el valor teórico de las pérdidas de conmutación para una condición de operación determinada. Del mismo modo, el cálculo de las pérdidas de conducción se puede realizar siguiendo el mismo procedimiento, pero, en este caso particular, éstas dependen de parámetros tales como la corriente del dispositivo (I_D), la temperatura de la unión (T_j) o la tensión puerta-surtidor (V_{GS}). Análogamente, los IGBTs siguen el mismo procedimiento para el cálculo de pérdidas de potencia, obteniéndose del mismo modo que para los MOSFET mediante (B.1) y considerando la dependencia de los parámetros correspondientes para sus intervalos de conducción y conmutación. En línea con esta tesis doctoral se ha elaborado el trabajo [N1], donde se explica detalladamente el cálculo analítico de pérdidas de potencia en IGBTs y diodos de silicio. Además, en dicho trabajo se demuestra mediante herramientas de simulación la validez de aplicar factores de corrección al cálculo de pérdidas para aumentar la precisión de los resultados obtenidos mediante modelos de simulación.

Por otro lado y en lo que respecta a la tecnología de *SiC*, en la sección 5.2.2.2 se ha mostrado que este tipo de semiconductores tiene menores pérdidas de conmutación que la tecnología de *Si*. De hecho, si se analiza la información proporcionada por un fabricante en particular, por ejemplo, para el caso concreto del dispositivo SCT, se puede ver que las pérdidas de conmutación del *body diode* son tan pequeñas que se pueden considerar despreciables. Por lo tanto, son varios los fabricantes que han comenzado a obviar este parámetro en sus hojas de datos debido a su intrascendencia.

B.2 Comportamiento térmico de los semiconductores de potencia

Además de las pérdidas de potencia, también es importante caracterizar el comportamiento térmico de los dispositivos semiconductores, ya que estos últimos actúan como fuentes de calor que se transfiere en todas las direcciones. Este calor se puede transferir mediante conducción, convección y radiación [385, 386], teniendo las tres formas de transferencia de calor sus expresiones matemáticas asociadas [387]. Por ello, un modelo de simulación particular debe contemplar las tres formas de transferencia de calor, tanto para el *die* de un único dispositivo como para módulos de potencia completos y, al mismo tiempo, considerándose el mayor número de puntos posibles para obtener resultados precisos [385, 386]. En este contexto, la simulación FEM (*finite element method*) suele ser utilizada para caracterizar un diseño por completo mediante simulaciones electrotérmicas en tres dimensiones [385, 388, 389]. Este método de simulación es el más preciso; sin embargo, hay que modelar todas las capas de la estructura (silicio, cobre, materiales cerámicos, etc.), la geometría del diseño y las diversas físicas relacionadas con la transferencia de calor [390]. Esto hace que la simulación mediante este método se vuelva tediosa y compleja, además de aumentar el tiempo durante las simulaciones debido a la cantidad de puntos que se simulan [390].

Como alternativa, se puede simular el comportamiento térmico desarrollando modelos de simulación térmica simplificados basados en redes RC equivalentes. La carga computacional de este tipo de simulaciones se reduce, ya que no se caracteriza la distribución térmica de todo el módulo de potencia, es decir, no se considera el efecto de propagación del calor en todas las direcciones [390]. En lugar de ello, se modela el comportamiento térmico por un flujo de calor unidireccional, lo cual permite agilizar las simulaciones. Para tal fin, se suelen emplear los modelos térmicos Cauer y Foster¹. Para estos modelos se pueden obtener los valores de las resistencias y capacidades térmicas (R_{th} y C_{th}) equivalentes a partir de distintos procedimientos, partiendo de datos experimentales o resultados de simulación obtenidos mediante FEM. Además, siempre es posible realizar transformaciones de red Cauer a Foster y viceversa [391].

Considerando lo anterior, en el trabajo desarrollado durante esta tesis [R2] se propone una nueva metodología para determinar problemas de fiabilidad en módulos *SiC* para automoción, combinando simulaciones en una dimensión con la herra-

¹La diferencia principal entre estos dos es que el modelo térmico Cauer se aproxima en mayor medida al comportamiento térmico real, mientras que el modelo Foster tiene la ventaja de que se pueden obtener los parámetros de la impedancia térmica a través de ecuaciones más sencillas. Por ejemplo, en [391] se demuestra que se pueden obtener resultados similares con una red Foster de cuatro etapas y una red Cauer de una sola etapa.

mienta MATLAB/Simulink y simulaciones FEM en tres dimensiones con la herramienta COMSOL. En dicho trabajo se simula el comportamiento electro-térmico del módulo de potencia *SiC* mediante las dos herramientas de simulación durante un ciclo de conducción *Fleet-BEV* (anexo C). Además, se extraen los valores R_{th} y C_{th} de todos los elementos de la red Foster equivalente a partir de la curva de la temperatura de un dispositivo. Con todo ello, se demuestra que la simulación en tres dimensiones es útil para evaluar un prototipo con gran precisión desde sus primeras etapas de diseño. Sin embargo, se verifica que realizar simulaciones en una dimensión reduce significativamente el tiempo requerido sin una pérdida de precisión significativa. Por ello, cuando únicamente interesa analizar el foco de calor (dispositivo semiconductor) y se puede considerar la transferencia de calor como un flujo de calor unidireccional, es preferible agilizar la simulación mediante la implementación de redes Cauer o Foster. En este sentido, en esta tesis doctoral se empleará la información proporcionada por los fabricantes para modelar la red Foster o Cauer equivalente de un dispositivo en particular.

B.3 Modelo térmico y de pérdidas

El modelado térmico y de pérdidas que se ha llevado a cabo en esta tesis doctoral se ha realizado a nivel de dispositivo mediante MATLAB/Simulink (figura B.1) basándose en la información proporcionada por el fabricante. En primer lugar se ha caracterizado el dispositivo AUIRGPS4067D1 (denominado aquí como AUIR) del fabricante International Rectifier, certificado para automoción y compuesto por un IGBT y un diodo en antiparalelo. Después, y dado que mediante pequeñas modificaciones este modelo permite caracterizar cualquier dispositivo semiconductor, se ha caracterizado el MOSFET de carburo de silicio SCTW100N65G2AG (denominado aquí como SCT) del fabricante STMicroelectronics.

El modelo de cada dispositivo es flexible, ya que se ha implementado a nivel de interruptor, lo cual permite la portabilidad a múltiples topologías de conversión. El bloque de cálculo de pérdidas permite obtener las pérdidas de potencia mediante LUTs que modelan las curvas proporcionadas por los fabricantes en sus datasheets. Después, estas pérdidas se ajustan mediante factores de corrección a las condiciones de operación correspondientes. Además, el comportamiento térmico de los semiconductores de potencia se modela, a partir de los datos proporcionados por el fabricante, utilizando las redes Cauer o Foster equivalentes. En concreto, para el dispositivo AUIR se ha utilizado una única red Cauer (que consta de tres etapas RC para IGBT y cuatro para diodos) para modelar la transferencia de calor vertical de cada semiconductor. Por el contrario, para el dispositivo SCT se ha utilizado una red Foster de cinco etapas tanto para el

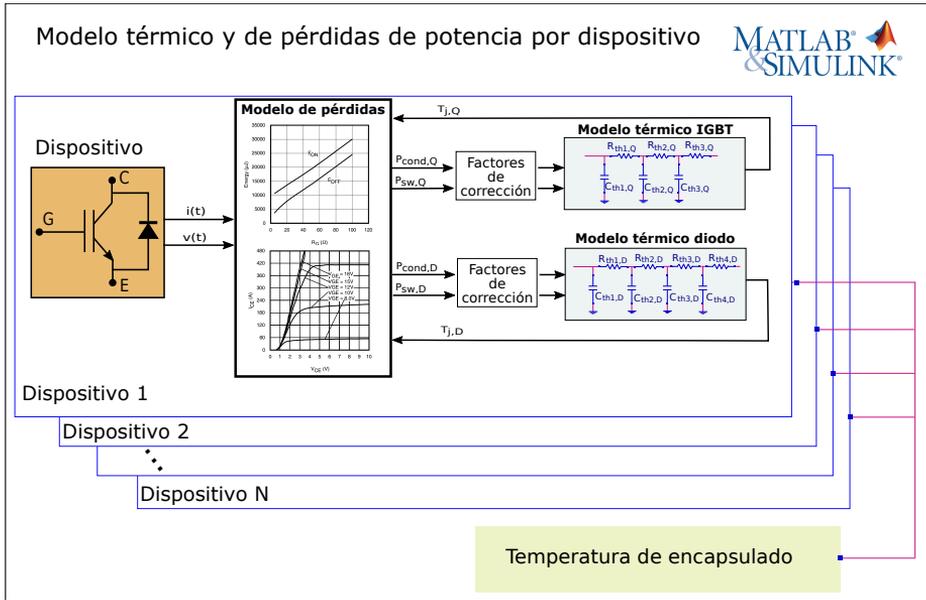


Figura B.1: Modelo de simulación térmico y de pérdidas en MATLAB/Simulink.

MOSFET como para el *body diode*. Estas redes Cauer y Foster se pueden conectar en paralelo a un modelo térmico del disipador de calor. Sin embargo, en este trabajo se ha considerado una temperatura en el encapsulado de los dispositivos semiconductores constante.

El modelo térmico se ha implementado mediante la toolbox SimPowerSystems de MATLAB/Simulink, donde las fuentes de corriente en la entrada de la red térmica equivalente de cada dispositivo representan las pérdidas de energía instantáneas, mientras que la tensión de entrada representa su temperatura de unión instantánea. Para el dispositivo SCT se ha seguido el mismo procedimiento. Los datos de las redes de ambos dispositivos se muestran en la tabla B.1. Por último, para mayor precisión de los resultados, los modelos se han contrastado frente a otras herramientas de simulación comerciales, siendo éstas PLECS y PSIM, respectivamente.

Tabla B.1: Parámetros del modelo térmico de los dispositivos AUIR y SCT.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
<i>Parámetros de la red Cauer del dispositivo AUIRGPS4067D1 (IR)</i>			
Resistencia térmica 1 del IGBT	$R_{th1,Q}$	0,0564	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Resistencia térmica 2 del IGBT	$R_{th2,Q}$	0,0888	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Resistencia térmica 3 del IGBT	$R_{th3,Q}$	0,0547	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Capacidad térmica 1 del IGBT	$C_{th1,Q}$	0,0045	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
Capacidad térmica 2 del IGBT	$C_{th2,Q}$	0,0355	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
Capacidad térmica 3 del IGBT	$C_{th3,Q}$	0,2723	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
Resistencia térmica 1 del diodo	$R_{th1,D}$	0,0060	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Resistencia térmica 2 del diodo	$R_{th2,D}$	0,1404	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Resistencia térmica 3 del diodo	$R_{th3,D}$	0,1912	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Resistencia térmica 4 del diodo	$R_{th4,D}$	0,1016	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Capacidad térmica 1 del diodo	$C_{th1,D}$	0,0027	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
Capacidad térmica 2 del diodo	$C_{th2,D}$	0,0028	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
Capacidad térmica 3 del diodo	$C_{th3,D}$	0,0214	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
Capacidad térmica 4 del diodo	$C_{th4,D}$	0,2092	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
<i>Parámetros de la red Foster del dispositivo SCTW100N65G2AG (ST)</i>			
Resistencia térmica 1 del MOSFET	$R_{th1,Q}$	0,0035	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Resistencia térmica 2 del MOSFET	$R_{th2,Q}$	0,0114	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Resistencia térmica 3 del MOSFET	$R_{th3,Q}$	0,0457	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Resistencia térmica 4 del MOSFET	$R_{th4,Q}$	0,1566	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Resistencia térmica 5 del MOSFET	$R_{th5,Q}$	0,2007	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Capacidad térmica 1 del MOSFET	$C_{th1,Q}$	0,0015	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
Capacidad térmica 2 del MOSFET	$C_{th2,Q}$	0,0067	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
Capacidad térmica 3 del MOSFET	$C_{th3,Q}$	0,0168	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
Capacidad térmica 4 del MOSFET	$C_{th4,Q}$	0,0586	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
Capacidad térmica 5 del MOSFET	$C_{th5,Q}$	0,5580	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
Resistencia térmica 1 del diodo	$R_{th1,D}$	0,0046	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Resistencia térmica 2 del diodo	$R_{th2,D}$	0,0167	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Resistencia térmica 3 del diodo	$R_{th3,D}$	0,0500	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Resistencia térmica 4 del diodo	$R_{th4,D}$	0,1437	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Resistencia térmica 5 del diodo	$R_{th5,D}$	0,2008	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
Capacidad térmica 1 del diodo	$C_{th1,D}$	0,0016	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
Capacidad térmica 2 del diodo	$C_{th2,D}$	0,0080	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
Capacidad térmica 3 del diodo	$C_{th3,D}$	0,0228	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
Capacidad térmica 4 del diodo	$C_{th4,D}$	0,0713	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$
Capacidad térmica 5 del diodo	$C_{th5,D}$	0,5025	$\text{Ws}/^{\circ}\text{C}$

Anexo C

Modelado del sistema de propulsión del vehículo eléctrico

Resulta de gran interés simular el sistema de propulsión completo (electrónica de potencia, motor y dinámica vehicular) para analizar su comportamiento dinámico, en régimen transitorio y durante condiciones de conducción reales o estandarizadas. De hecho, combinando estos resultados de simulación con los obtenidos mediante el modelo térmico y de pérdidas del anexo B se proporciona información valiosa sobre la fiabilidad y la eficiencia del sistema de propulsión.

Los ciclos de conducción estandarizados se utilizan para analizar el funcionamiento del sistema de propulsión en condiciones de operación realistas. Dichos ciclos se generan a partir del análisis estadístico de un gran número de perfiles de conducción reales, donde se consideran tanto la conducción urbana como la extraurbana. En las últimas décadas se han propuesto varios ciclos de conducción estandarizados (figura C.1), entre los que destacan el *New European Driving Cycle* (NEDC) [392], que se ha utilizado en Europa, y el *Worldwide Harmonized Light-Duty Vehicles Test Procedure* (WLTP/WLTC), que está reemplazando al anterior [393]. El ciclo NEDC se divide en dos partes claramente diferenciadas. La primera consta de cuatro repeticiones del ciclo de conducción urbano ECE-15, que tiene 780 s de duración, recorriendo una distancia total de 4045 m y con velocidades del vehículo de hasta 50 km/h [394]. La segunda parte consiste en el ciclo de conducción extraurbano EUDC de 400 s de duración que alcanza velocidades

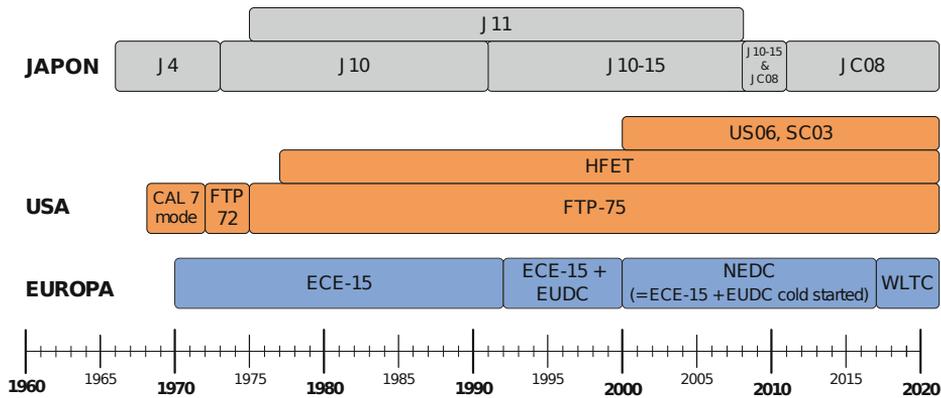


Figura C.1: Cronología de los ciclos de conducción empleados para fines de certificación de emisiones en Europa, EEUU y Japón.

de hasta 120 km/h [394]. En cambio, el ciclo WLTP considera características particulares de la conducción asiática, creando así un perfil más internacional. Este último ciclo se divide en varios subciclos en función de las características del vehículo [395], componiéndose cada uno de ellos de datos de conducción reales obtenidos en diferentes países del mundo (UE, India, Japón, Corea, EE. UU.) [396]. Los perfiles de este ciclo de conducción tienen una duración de hasta 1800 s y velocidades máximas de hasta 131.3 km/h [395], lo que hace que, por lo general, sea más interesante que el ciclo NEDC.

En cualquier caso, tanto el ciclo de conducción NEDC como WLTP se han creado a partir de perfiles de conducción de vehículos de gasolina y diesel. Por lo tanto, en la literatura científica se han propuesto varios ciclos específicos para caracterizar las condiciones de conducción de los vehículos eléctricos, ya que la forma de conducir de dichos vehículos está fuertemente condicionada por la ansiedad por rango [397], así como otras características como la autonomía o el frenado regenerativo [398]. En este sentido, [374] propone tres ciclos de conducción para vehículos eléctricos creados a partir de datos de conducción reales. Además, éstos se comparan con los ciclos NEDC y WLTP, revelando diferencias importantes en la distancia, la duración y la dinámica longitudinal, a través de las cuales se explica que el consumo de NEDC y WLTP es poco realista, y que el uso diario de esos ciclos no representa suficientemente bien el perfil de conducción de un vehículo eléctrico. Los tres ciclos mencionados se dividen en urbano (*Fleet-BEV-Urban-Cycle*), rural (*Fleet-BEV-Rural-Cycle*) y mixto (*Fleet-BEV-Cycle*). Para este trabajo, se han seleccionado los ciclos urbano y rural (extraurbano) para obtener resultados de simulación en condiciones urbanas y extraurbanas, ya

que el mixto es un híbrido de los dos anteriores. Considerando esto último, las figuras C.2 y C.3 muestran los perfiles de velocidad y aceleración para ambos ciclos.

A partir de un perfil de conducción determinado, se deben considerar la velocidad mecánica y la producción de par electromagnético del sistema de propulsión. En primer lugar, el par y la velocidad en rueda vienen dados por [38]:

$$\omega_{wheel} = \frac{v_{dc}}{r_{wheel}}, \quad (C.1)$$

$$T_{wheel} = r_{wheel}(F_{Roll} + F_{Aero} + F_{Inertia}), \quad (C.2)$$

donde r_{wheel} es el radio de la rueda; v_{dc} es la velocidad definida por el perfil de conducción; y, F_{Roll} , F_{Aero} , y $F_{Inertia}$ son la resistencia a la rodadura, la resistencia aerodinámica y las fuerzas de inercia, respectivamente. Estas últimas vienen dadas por:

$$F_{Roll} = \mu a_g M_{car}, \quad (C.3)$$

$$F_{Aero} = \frac{\rho v_{dc}^2 C_d A_f}{2}, \quad (C.4)$$

$$F_{Inertia} = [M_{car}(1 + M_{rot})] a_{car}, \quad (C.5)$$

donde, M_{car} es la masa total del vehículo; a_g es la aceleración de la gravedad; μ es el coeficiente de fricción; 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 automóvil (expresada en %); y a_{car} es la aceleración del automóvil. De esta forma, el par de transmisión requerido se calcula directamente a partir de (C.1) y (C.2) considerando la relación de transmisión de la caja de cambios [38]:

$$T_{trans} = \frac{T_{Idling} + T_{wheel}}{\mu_{GR} GR}, \quad (C.6)$$

donde, GR y μ_{GR} son la relación de transmisión y su eficiencia, respectivamente. Finalmente, T_{Idling} es el par en ralentí, que se define como:

$$T_{Idling} = \frac{P_{Idling}}{\omega_{wheel}}, \quad (C.7)$$

donde, P_{Idling} son las pérdidas de ralentí.

Por otra parte, la velocidad del motor eléctrico se obtiene como el producto de (C.1) por GR , siendo:

$$\omega_{motor} = \omega_{wheel} GR, \quad (C.8)$$

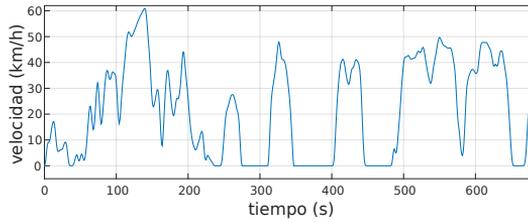
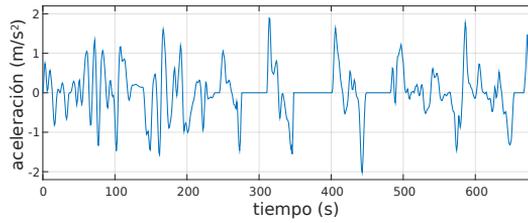
(a) Perfil de velocidad (km/h).(b) Perfil de aceleración (m/s^2).

Figura C.2: Perfiles de velocidad y aceleración para el ciclo de conducción Fleet-BEV urbano.

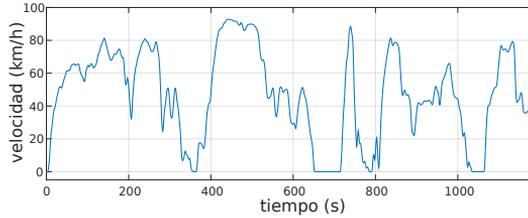
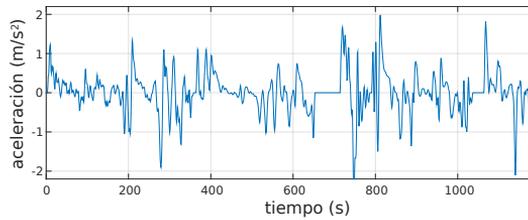
(a) Perfil de velocidad (km/h).(b) Perfil de aceleración (m/s^2).

Figura C.3: Perfiles de velocidad y aceleración para el ciclo de conducción Fleet-BEV extraurbano.

En cambio, el par del motor eléctrico varía en función de T_{wheel} de forma que, para $T_{wheel} < 0$:

$$T_{motor} = \begin{cases} \frac{\frac{P_{Idling}}{\omega_{wheel}\mu_{GR}} + T_{wheel}}{\mu_{GR}GR} & \omega_{wheel} \geq 1 \\ \frac{T_{wheel}}{\mu_{GR}GR} & \omega_{wheel} < 1 \end{cases} \quad (C.9)$$

y para $T_{wheel} \geq 0$:

$$T_{motor} = \begin{cases} \frac{\frac{P_{Idling}}{\omega_{wheel}} + T_{wheel}}{\mu_{GR}GR} & \omega_{wheel} \geq 1 \\ \frac{T_{wheel}}{\mu_{GR}GR} & \omega_{wheel} < 1 \end{cases} \quad (C.10)$$

Una vez definidos los parámetros del vehículo y los perfiles de conducción, a continuación se explica el modelo matemático de la máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM) utilizada, así como su esquema de control. Dado que las máquinas síncronas son las más empleadas en el sector de automoción, en este trabajo se ha modelado una máquina síncrona de imanes permanentes montados en superficie (SM-PMSM) [3]. En primer lugar, las tensiones del motor vienen dadas por:

$$v_u = R_s i_u + L_d \frac{di_u}{dt} + \omega_e \Psi_{PM} \cos(\theta_e), \quad (C.11)$$

$$v_v = R_s i_v + L_d \frac{di_v}{dt} + \omega_e \Psi_{PM} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}), \quad (C.12)$$

$$v_w = R_s i_w + L_d \frac{di_w}{dt} + \omega_e \Psi_{PM} \cos(\theta_e + \frac{4\pi}{3}), \quad (C.13)$$

realizando una transformación de esta representación trifásica a un sistema equivalente de dos fases por medio de las transformadas de Clarke y Park se obtiene que:

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q, \quad (C.14)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e [L_d i_d + \Psi_{PM}], \quad (C.15)$$

donde, i_d , i_q , v_d y v_q son las corrientes y las tensiones del marco de referencia síncrono, respectivamente; ω_e es la velocidad angular eléctrica del rotor dada

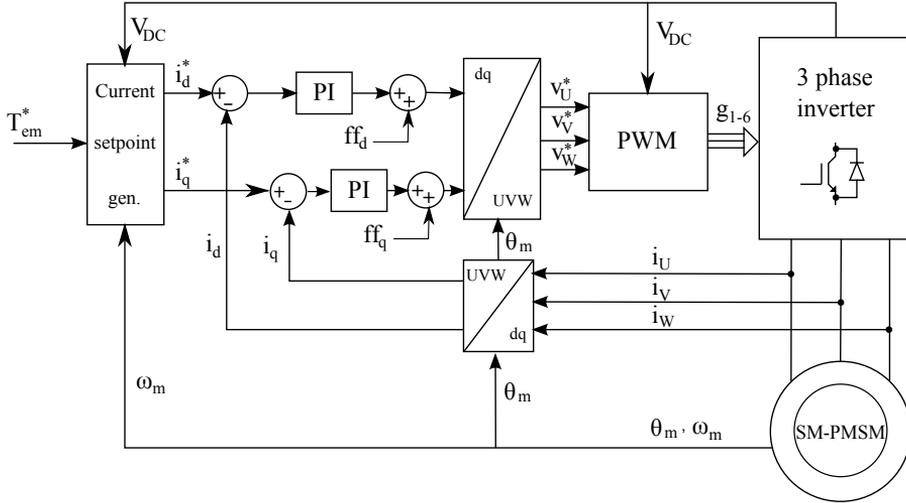


Figura C.4: Diagrama general del control FOC junto con el algoritmo de debilitamiento de campo.

por (5.1), L_d y L_q son las inductancias sincrónicas, y Ψ_{PM} es el flujo del imán permanente.

Por otro lado, el par electromagnético de una PMSM viene dado por:

$$T_{em} = \frac{3}{2}P [\Psi_{PM}i_q + (L_d - L_q)i_d i_q]. \quad (C.16)$$

siendo P el número de pares de polos de la máquina. Sin embargo, al tratarse de una SM-PMSM, se cumple que $L_d = L_q$ y, por consiguiente:

$$T_{em} = \frac{3}{2}P\Psi_{PM}i_q. \quad (C.17)$$

Para llevar a cabo el control de par se ha implementado el control orientado al campo (FOC), mostrado en la figura C.4, el cual incluye los reguladores PI para i_d e i_q , términos feed-forward para mejorar la respuesta dinámica y un algoritmo de debilitamiento de campo [399]. Durante el debilitamiento de campo es necesario inyectar i_d negativa para que la tensión de estátor no supere la tensión máxima sintetizable por el convertidor. De este modo, se permite extender la velocidad del motor por encima de su velocidad base. Esto último se ve en la figura C.5, donde se muestran las curvas de potencia y par de una máquina eléctrica en función

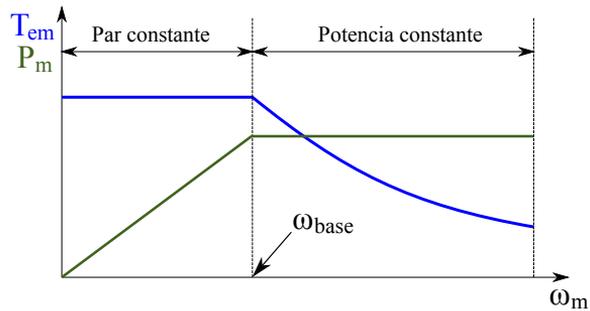


Figura C.5: Curvas par/velocidad y potencia/velocidad de un motor eléctrico.

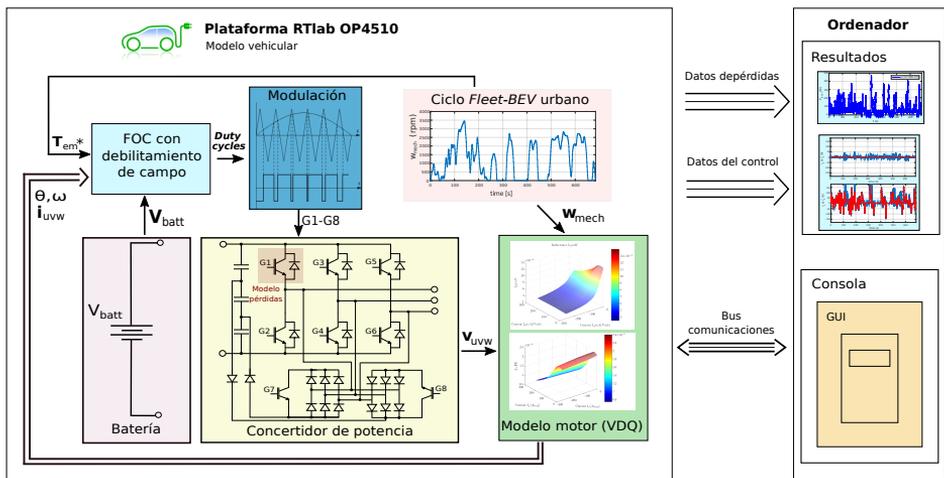


Figura C.6: Diagrama de la plataforma de simulación utilizada.

de la velocidad. En dicha figura se puede ver como a partir de la velocidad base comienza a disminuir el par de la máquina, conociéndose esta zona como región de potencia constante.

Finalmente, la figura C.6 muestra el diagrama general de la plataforma de simulación utilizada, donde el modelo se ejecuta en un único núcleo de la CPU del OP4510 (sección 6.3). Dicha plataforma de simulación incorpora los ciclos de conducción, el modelo vehicular, el modelo de motor y el control FOC con debilitamiento de campo. Los parámetros principales de simulación de la plataforma se muestran en la tabla C.1, incluyendo los parámetros del modelo vehicular, los

Tabla C.1: Parámetros principales de la plataforma de simulación utilizada.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
<i>Parámetros del modelo vehicular</i>			
Masa total del vehículo	M_{car}	1030	kg
Masa de rotación	M_{rot}	5	%
Sección transversal del vehículo	A_f	2.42	m ²
Radio de la rueda	r_{wheel}	0.29	m
Aceleración gravitacional	a_g	9.81	m/s ²
Coefficiente de fricción de rodadura	μ	0.008	-
Densidad del aire	ρ	1.225	kg/m ³
Coefficiente de arrastre	C_d	0.367	-
<i>Parámetros del modelo de transmisión</i>			
Relación de transmisión	GR	6.2	-
Eficiencia	μ_{GR}	97	%
Pérdidas de ralentí	P_{Idling}	300	W
<i>Parámetros del motor eléctrico: EVO AF130</i>			
Velocidad máxima	ω_{max}	8000	rpm
Par nominal	T_N	145	Nm
Par máximo (20 s)	T_p	350	Nm
Potencia nominal	P_N	64	kW
Potencia máxima (20 s)	P_p	140	kW
<i>Parámetros nominales del convertidor de potencia</i>			
Condensador del DC-link	C_{DC}	700	μ F
Frecuencia de conmutación	f_{sw}	10	kHz
Tensión de la batería	V_{batt}	320	V
Resistencia de puerta (ON/OFF)	R_G	5	Ω

de la transmisión, así como los del motor y el convertidor de potencia. Además, en dicha plataforma de simulación se aplica un paso de simulación de 1 μ s para garantizar resultados precisos.

Bibliografía

- [1] “2050 long-term strategy,” European Commission, Tech. Rep., 2018. <https://ec.europa.eu/clima/eu-action/european-climate-change-programme-en>
- [2] “Inventory of U.S. greenhousegas emissions and sinks: 1990-2015,” United States Environmental Protection Agency (EPA) U.S. Government, Tech. Rep., 2017. <https://www.epa.gov/ghgemissions/inventory-us-greenhouse-gas-emissions-and-sinks-1990-2015>
- [3] J. R. Riba, C. López-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.
- [4] “Electric vehicles initiative (EVI) 30@30 Campaign Document,” Clean Energy Ministerial, Tech. Rep., 2020. https://iea.blob.core.windows.net/assets/8cbeac6e-50e5-4a50-909c-24108adaf603/CampaignDocumentupdate_2020.pdf
- [5] “Progress and insights report - The EV revolution is here,” Climate Group - EV100, Tech. Rep., 2021. <https://www.theclimategroup.org/ev100-annual-report-2021>
- [6] “Global comercial vehicle - drive to zero program,” Clean Energy Ministerial, Tech. Rep., 2020. <https://globaldrivetozero.org/>
- [7] “GEF-7 Strategy - GEF Global E-Mobility Program,” Global Environment Facility (GEF), Tech. Rep., 2019. <https://www.thegef.org/news/gef-global-e-mobility-program-help-developing-countries-go-electric>
- [8] “El gobierno aprueba la estrategia de descarbonización a largo plazo, que marca la senda para alcanzar la neutralidad climática a 2050,” Ministerio para la Transición Ecológica y el Reto Demográfico (MITECO), Tech. Rep., 2020, <https://www.miteco.gob.es>.

- [9] “Global EV Outlook - entering the decade of electric drive?” International Energy Agency (IEA), Tech. Rep., 2020.
- [10] “Power Electronics for E-Mobility Report,” Yole Développement, Tech. Rep., 2021.
- [11] D. Ivanova, J. Barrett, D. Wiedenhofer, B. Macura, M. Callaghan y F. Creutzig, “Quantifying the potential for climate change mitigation of consumption options,” *Environmental Research Letters*, vol. 15, n^o 9, páginas 1–19, 2020.
- [12] R. Kawamoto *et al.*, “Estimation of CO₂ emissions of internal combustion engine vehicle and battery electric vehicle using LCA,” *Sustainability*, vol. 11, n^o 9, páginas 1–15, 2019.
- [13] H. S. Das, M. M. Rahman, S. Li y C. W. Tan, “Electric vehicles standards, charging infrastructure, and impact on grid integration: a technological review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 120, n^o 109618, páginas 1–27, 2020.
- [14] T. Chen *et al.*, “A review on electric vehicle charging infrastructure development in the UK,” *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 8, n^o 2, páginas 193–205, 2020.
- [15] D. Cabezuelo, “Mejora de las prestaciones de los convertidores de potencia para máquinas de reluctancia conmutada aplicadas al vehículo eléctrico,” Tesis Doctoral, UPV/EHU, 2020.
- [16] 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, n^o 109336, páginas 1–23, 2019.
- [17] A. Poorfakhraei, M. Narimani y A. Emadi, “A review of multilevel inverter topologies in electric vehicles: current status and future trends,” *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 2, páginas 155–170, 2021.
- [18] P. Ramesh y N. C. Lenin, “High power density electrical machines for electric vehicles – comprehensive review based on material technology,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, n^o 11, páginas 1–21, 2019.
- [19] L. Shao, A. E. H. Karci, D. Tavernini, A. Sornioti y M. Cheng, “Design approaches and control strategies for energy-efficient electric machines for electric vehicles – a review,” *IEEE Access*, vol. 8, páginas 116 900–116 913, 2020.

- [20] J. Reimers, L. Dorn-Gomba, C. Mak y A. Emadi, “Automotive traction inverters: current status and future trends,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, n^o 4, páginas 3337–3350, 2019.
- [21] M. Jafari, A. Gauchia, S. Zhao, K. Zhang y L. Gauchia, “Electric vehicle battery cycle aging evaluation in real-world daily driving and vehicle-to-grid services,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, n^o 1, páginas 122–134, 2018.
- [22] “Battery innovation roadmap 2030,” Association of European Automotive and Industrial Battery Manufacturers (EUROBAT), Tech. Rep., 2019.
- [23] “Electric vehicle outlook 2020,” BloombergNEF, Tech. Rep., 2020.
- [24] A. Matallana *et al.*, “Power module electronics in HEV/EV applications: New trends in wide-bandgap semiconductor technologies and design aspects,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 113, páginas 1–33, 2019.
- [25] C. Jung, “Power Up with 800-V Systems: The benefits of upgrading voltage power for battery-electric passenger vehicles,” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, n^o 1, páginas 53–58, 2017.
- [26] F. HM, “Voltage cassettes for electric mobility,” ZVEI - German Electrical and Electronic Manufacturers Association, Tech. Rep., 2013.
- [27] A. Meintz *et al.*, “Enabling fast charging - vehicle considerations,” *Journal of Power Sources*, vol. 367, páginas 216–227, 2017.
- [28] V. Reber, “New possibilities with 800-volt charging,” *Porsche Engineering MAGAZINE*, 2020.
- [29] A. Engstle, M. Deiml, A. Angermaier y W. Schelter, “800 volt for electric vehicles voltage level suitable for calibration,” *ATZ worldwide*, vol. 115, n^o 9, páginas 38–43, 2013.
- [30] E. Trancho *et al.*, “IPMSM torque control strategies based on LUTs and VCT feedback for robust control under machine parameter variations,” en *Proc. of the IEEE Industrial Electronics Society Conference (IECON)*, páginas 2833–2838, 2016.
- [31] K. Iyer, C. Lai, S. Mukundan, H. Dhulipati, K. Mukherjee y N. Kar, “Investigation of Interior Permanent Magnet Motor With Dampers for Electric Vehicle Propulsion and Mitigation of Saliency Effect During Integrated Charging Operation,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, n^o 2, páginas 1254–1265, 2019.

- [32] K. Chinmaya y G. Singh, “Integrated onboard single-stage battery charger for PEVs incorporating asymmetrical six-phase induction machine,” *IET Electrical Systems on Transportation*, vol. 9, n^o 1, páginas 8–15, 2019.
- [33] 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^o 12, páginas 9221–9232, 2017.
- [34] 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^o 4, páginas 4167–4182, 2019.
- [35] N. Bianchi y Z. Mahmoud, “An analytical approach to design the PM in PMAREL motors robust toward the demagnetization,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, n^o 2, páginas 800–809, 2016.
- [36] N. Bianchi, S. Bolognani, E. Carraro, M. Castiello y E. Fornasiero, “Electric vehicle traction based on synchronous reluctance motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, n^o 6, páginas 4762–4769, 2016.
- [37] P. Reddy, K. Grace y A. El-Refaie, “Conceptual design of sleeve rotor synchronous reluctance motor for traction applications,” *IET Electric Power Applications*, vol. 10, n^o 5, páginas 368–347, 2016.
- [38] 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.
- [39] Horizon 2020, The EU framework programme for research and innovation. <https://ec.europa.eu/programmes/horizon2020>
- [40] United States Council for Automotive Rresearch LLC. <http://www.uscar.org/guest/index.php>
- [41] United nations economical and social commission for Asia and the Pacific. <http://www.unescap.org/>
- [42] “Electrical and electronics tech team roadmap,” U.S. DRIVE - Department of Energy, Tech. Rep., 2017.
- [43] A. Salem y M. Narimani, “A review on multiphase drives for automotive traction applications,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, n^o 4, páginas 1329–1348, 2019.
- [44] D. Ye, J. Li, J. Chen, R. Qu y L. Xiao, “Study on steady-state errors for asymmetrical six-phase permanent magnet synchronous machine fault-

- tolerant predictive current control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n^o 1, páginas 640–651, 2020.
- [45] 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^o 10, páginas 5696–5711, 2014.
- [46] D. Fodorean, L. Idoumghar, M. Brevilliers, P. Minciunescu y C. Irima, “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^o 12, páginas 9824–9833, 2017.
- [47] 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^o 4, páginas 2986–2995, 2018.
- [48] A. D. Callegaro *et al.*, “Bus bar design for high-power inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n^o 3, páginas 2354–2367, 2018.
- [49] W. Weixiong, W. Shuangfeng, W. Wei, C. Kai, H. Sihui y L. Yongxin, “A critical review of battery thermal performance and liquid based battery thermal management,” *Energy Conversion and Management*, vol. 182, páginas 262 – 281, 2019.
- [50] O. Burak, “Oak ridge national laboratory annual progress report for the electric drive technologies program,” Oak Ridge National Laboratory, Electrical and Electronics Systems Research Division, Tech. Rep., 2016.
- [51] Y. Karnavas, I. Chasiotis y E. Peponakis, “Cooling system design and thermal analysis of an electric vehicle’s in-wheel PMSM,” en *Proc. of the International Conference on Electric Machines (ICEM)*, páginas 1439–1445, 2016.
- [52] I. Aranzabal, I. M. de Alegría, N. Delmonte, P. Cova y I. Kortabarria, “Comparison of the heat transfer capabilities of conventional single- and two-phase cooling systems for an electric vehicle IGBT power module,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 5, páginas 4185–4194, 2019.
- [53] E. Laloya, O. Lucía, H. Sarnago y J. M. Burdío, “Heat management in power converters: From state of the art to future ultrahigh efficiency systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n^o 11, páginas 7896–7908, 2016.
- [54] I. R. F. M. P. da Silva, C. B. Jacobina, A. C. Oliveira, G. A. de Almeida

- Carlos y M. B. de Rossiter Correa, "Hybrid Modular Multilevel DSCC inverter for open-end winding induction motor drives," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 53, n^o 2, páginas 1232–1242, 2017.
- [55] W. Wang, J. Zhang, M. Cheng y S. Li, "Fault-tolerant control of dual three-phase permanent-magnet synchronous machine drives under open-phase faults," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n^o 3, páginas 2052–2063, 2017.
- [56] A. Mohammadpour y L. Parsa, "A unified fault-tolerant current control approach for five-phase PM motors with trapezoidal back EMF under different stator winding connections," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n^o 7, páginas 178–186, 2017.
- [57] B. Prieto, "Design and analysis of fractional-slot concentrated-winding multiphase fault-tolerant permanent magnet synchronous machines," Tesis Doctoral, Tecnum, Universidad de Navarra, Escuela de Ingenieros, 2015.
- [58] G. Fabri, E. Della Loggia y M. Tursini, "Fault-tolerant design of motor-drives for high reliability applications," en *Proc. of the IEEE International Forum on Research and Technologies for Society and Industry Leveraging a better tomorrow (RTSI)*, páginas 1–7, 2015.
- [59] M. Vijeh, M. Rezanejad, E. Samadaei y K. Bertilsson, "A general review of multilevel inverters based on main submodules: structural point of view," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 10, páginas 9479–9502, 2019.
- [60] S. Sau y B. G. Fernandes, "Modular Multilevel converter based variable speed drive with reduced capacitor ripple voltage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, n^o 5, páginas 3412–3421, 2019.
- [61] Yao Xue, Xiaofeng Yang, Lutian Yuan y Trillion Q. Zheng, "Operation and control of a seven-level V-clamp multilevel converter," *Energies*, vol. 12, n^o 4761, páginas 1–13, 2019.
- [62] R. Picas, J. Zaragoza, J. Pou, S. Ceballos, G. Konstantinou y G. J. Capella, "Study and comparison of discontinuous modulation for modular multilevel converters in motor drive applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, n^o 3, páginas 2376–2386, 2019.
- [63] J. I. Leon, S. Vazquez y L. G. Franquelo, "Multilevel converters: control and modulation techniques for their operation and industrial applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, n^o 11, páginas 2066–2081, 2017.
- [64] A. Choudhury, P. Pillay y S. S. Williamson, "Comparative analysis between

- two-level and three-level DC/AC electric vehicle traction inverters using a novel DC-link voltage balancing algorithm,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, n^o 3, páginas 529–540, 2014.
- [65] J. Ballestín-Fuertes, J. Muñoz-Cruzado-Alba, J. Sanz-Osorio y E. Laporta-Puyal, “Role of wide bandgap materials in power electronics for smart grids applications,” *Electronics*, vol. 10, n^o 677, páginas 1–26, 2021.
- [66] P. Godignon *et al.*, “New trends in high voltage MOSFET based on wide band gap materials,” en *Proc. of the International Semiconductor Conference (CAS)*, páginas 3–10, 2017.
- [67] P. Godignon, G. Rius, M. Cabello, V. Soler y J. Montserrat, “Gallium Oxide as the next semiconductor for power devices,” en *Actas del Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, páginas 1–6, 2018.
- [68] T. P. Chow, I. Omura, M. Higashiwaki, H. Kawarada y V. Pala, “Smart power devices and ICs using GaAs and wide and extreme bandgap semiconductors,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 64, n^o 3, páginas 856–873, 2017.
- [69] Y. Yang, L. Dorn-Gomba, R. Rodriguez, C. Mak y A. Emadi, “Automotive power module packaging: current status and future trends,” *IEEE Access*, vol. 8, páginas 160 126–160 144, 2020.
- [70] A. Kopta *et al.*, “Next generation IGBT and package technologies for high voltage applications,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 64, n^o 3, páginas 753–759, 2017.
- [71] C. Papadopoulos, M. Rahimo, C. Corvasce, A. Kopta y M. Andenna, “The next generation high power modules with enhanced trench BIGT technology,” en *Proc. of the International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)*, páginas 1–5, 2017.
- [72] U. Schilling y P. Beckedahl, “Comparative study on the dynamic behavior of next generation IGBT modules and freewheeling diode optimization,” en *Proc. of the International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)*, páginas 1–8, 2019.
- [73] L. Zhang, X. Yuan, X. Wu, C. Shi, J. Zhang y Y. Zhang, “Performance evaluation of high-power SiC MOSFET modules in comparison to Si IGBT

- modules,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 2, páginas 1181–1196, 2019.
- [74] D. Han, S. Li, Y. Wu, W. Choi y B. Sarlioglu, “Comparative analysis on conducted CM EMI emission of motor drives: WBG versus Si devices,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n^o 10, páginas 8353–8363, 2017.
- [75] A. S. Abdelrahman, Z. Erdem, Y. Attia y M. Z. Youssef, “Wide Bandgap Devices in Electric Vehicle Converters: A Performance Survey,” *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 41, n^o 1, páginas 45–54, 2018.
- [76] S. Hazra *et al.*, “High switching performance of 1700-V, 50-A SiC power MOSFET over Si IGBT/BiMOSFET for advanced power conversion applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n^o 7, páginas 4742–4754, 2016.
- [77] J. Millan, P. Godignon, X. Perpina, A. Perez-Tomas y J. Rebollo, “A survey of wide bandgap power semiconductor devices,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n^o 5, páginas 2155–2163, 2014.
- [78] J. C. Balda y A. Mantooh, “Power-Semiconductor Devices and Components for New Power Converter Developments: A key enabler for ultrahigh efficiency power electronics,” *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 3, n^o 2, páginas 53–56, 2016.
- [79] K. Shenai, “The figure of merit of a semiconductor power electronics switch,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 65, n^o 10, páginas 4216–4224, 2018.
- [80] P. E. Europe, “Power GaN can revolutionize the industrial world,” *The European Journal for Power Electronics and Technology*, Tech. Rep., 2019.
- [81] E. Barbarini, “STMicroelectronics SiC Module. Tesla Model 3 inverter,” Tech. Rep., 2018.
- [82] M.-C. Lu, “Comparative study on power module architectures for modularity and scalability,” *Journal of Electronic Packaging*, vol. 142, páginas 1–10, 2020.
- [83] M. Ciappa, F. Carbognani y W. Fichtner, “Lifetime prediction and design of reliability tests for high-power devices in automotive applications,” *IEEE Transactionson Device and Materials Reliability*, vol. 3, n^o 4, páginas 191–196, 2003.

- [84] B. Du, J. Hudgins, E. Santi, A. Bryant, P. Palmer y H. Mantooth, "Transient electrothermal simulation of power semiconductor devices," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 237-248, n^o 25, página 1, 2010.
- [85] 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^o 5, páginas 3569–3578, 2014.
- [86] M. Novak y Z. Novak, "Stability issues of high speed PMSM feedback control systems," en *Proc. of the European Conference on Power Electronics and Applications (EPE ECCE Europe)*, páginas 1–9, 2013.
- [87] C. Gu, X. Wang y Z. Deng, "Uncontrollable phenomenon and digital control delay analysis for high-speed permanent magnet synchronous motor drive," en *Proc. of the International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, páginas 1–5, 2017.
- [88] A. Arias, E. Ibarra, E. Trancho, R. Griñó, I. Kortabarria y J. Caum, "Comprehensive high speed automotive SM-PMSM torque control stability analysis including novel control approach," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 109, páginas 423–433, 2019.
- [89] I. Aretxabaleta, I. M. de Alegría, J. I. Garate, A. Matallana y J. Andreu, "Wide-bandgap semiconductor HF-oscillation attenuation method with tuned gate *R**L**C* filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n^o 8, páginas 8025–8033, 2020.
- [90] Y. Shi, Y. Zhang, L. Wang y H. Li, "Reduction of EMI noise due to nonideal interleaving in a 100 kW SiC PV converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 1, páginas 13–19, 2019.
- [91] J. Wang y H. Shu-Hung Chung, "Impact of parasitic elements on the spurious triggering pulse in synchronous buck converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n^o 12, páginas 6672–6685, 2014.
- [92] M. Asefi y J. Nazarzadeh, "Survey on high-frequency models of PWM electric drives for shaft voltage and bearing current analysis," *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 7, n^o 3, páginas 179–189, 2017.
- [93] T. Hadden *et al.*, "A review of shaft voltages and bearing currents in EV and HEV motors," en *Proc. of the Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, páginas 1578–1583, 2016.
- [94] K. Euerle, K. Iyer, E. Severson, R. Baranwal, S. Tewari y N. Mohan, "A compact active filter to eliminate common-mode voltage in a SiC-based

- motor drive,” en *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, páginas 1–8, 2016.
- [95] Y. Han, H. Lu, Y. Li y J. Chai, “Analysis and suppression of shaft voltage in SiC-based inverter for electric vehicle applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 7, páginas 6276–6285, 2018.
- [96] V. Sonti, S. Dhara, P. Kukade, S. Jain y V. Agarwal, “Analysis for the minimization of leakage and common mode currents in cascaded Half-Bridge PV fed multilevel inverter,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, n^o 4, páginas 2443–2452, 2019.
- [97] R. Rahimi, S. Farhangi, B. Farhangi, G. R. Moradi, E. Afshari y F. Blaabjerg, “H8 inverter to reduce leakage current in transformerless three-phase grid-connected photovoltaic systems,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, n^o 2, páginas 910–918, 2018.
- [98] L. Wang, Y. Shi, Y. Shi, R. Xie y H. Li, “Ground leakage current analysis and suppression in a 60-kW 5-level T-type transformerless SiC PV inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n^o 2, páginas 1271–1283, 2018.
- [99] Z. Shen, D. Jiang, Z. Liu, D. Ye y J. Li, “Common-mode voltage elimination for dual two-level inverter-fed asymmetrical six-phase PMSM,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n^o 4, páginas 3828–3840, 2020.
- [100] W. Hu, C. Ruan, H. Nian y D. Sun, “Simplified modulation scheme for open-end winding PMSM system with common DC bus under open-phase fault based on circulating current suppression,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n^o 1, páginas 10–14, 2020.
- [101] T. Plazenet, T. Boileau, C. Caironi y B. Nahid-Mobarakeh, “A comprehensive study on shaft voltages and bearing currents in rotating machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, n^o 4, páginas 3749–3759, 2018.
- [102] J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel y G. L. Skibinski, “Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, n^o 2, páginas 250–259, 1996.
- [103] D. F. Busse, J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel y G. L. Skibinski, “An evaluation of the electrostatic shielded induction motor: a solution for rotor shaft voltage buildup and bearing current,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, n^o 6, páginas 1563–1570, 1997.

- [104] D. Macdonald y W. Gray, "PWM drive related bearing failures," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, n^o 4, páginas 41–47, 1999.
- [105] A. Muetze, "Bearing currents in inverter-fed AC-motors," Tesis Doctoral, Der Technischen Universitaet Darmstadt, 2004.
- [106] W. Oh y A. Willwerth, "Shaft grounding - a solution to motor bearing currents," *American Society of Heating, Refrigerating and Air-Conditioning Engineers (ASHRAE) Transactions*, vol. 114, páginas 246–251, 2008.
- [107] J. Kalaiselvi y S. Srinivas, "Bearing currents and shaft voltage reduction in dual-inverter-fed open-end winding induction motor with reduced CMV PWM methods," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n^o 1, páginas 144–152, 2015.
- [108] L. Zhai, L. Lin, X. Zhang y C. Song, "The effect of distributed parameters on conducted EMI from DC-fed motor drive systems in electric vehicles," *Energies*, vol. 10, n^o 1, páginas 1–17, 2017.
- [109] I. Echeverria, F. Arteché, M. Iglesias, A. Pradas, J. Piedrafita y F. J. Arcega, "Common mode noise propagation and effects in a four-wheel drive electric vehicle," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 60, n^o 1, páginas 132–139, 2018.
- [110] J. Espina, J. Balcells, A. Arias y C. Ortega, "Common mode EMI model for a direct matrix converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n^o 11, páginas 5049–5056, 2011.
- [111] K. Chen y M. Hsieh, "Generalized minimum common-mode voltage PWM for two-level multiphase VSIs considering reference order," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n^o 8, páginas 6493–6509, 2017.
- [112] J. Chen, D. Jiang y Q. Li, "Attenuation of conducted EMI for three-level inverters through PWM," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 3, n^o 2, páginas 134–145, 2018.
- [113] A. K. Morya, M. C. Gardner, B. Anvari, L. Liu, A. G. Yepes, J. Doval-Gandoy y H. A. Toliyat, "Wide bandgap devices in AC electric drives: opportunities and challenges," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, n^o 1, páginas 3–20, 2019.
- [114] F. Acosta-Cambranis, J. Zaragoza, L. Romeral y N. Berbel, "Comparative analysis of SVM techniques for a five-phase VSI based on SiC devices," *Energies*, vol. 13, n^o 24, páginas 1–30, 2020.
- [115] T. Z. Z. Shen, D. Jiang y R. Qu, "Dual-segment three-phase PMSM with

- dual inverters for leakage current and common-mode EMI reduction,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 6, páginas 5606–5619, 2019.
- [116] United Nations, “Regulation 10: vehicle radiated emissions & immunity testing (Annexes 4, 5 and 6),” UNECE, Tech. Rep., 2014.
- [117] R. Carlton, “IEC 61967 Integrated circuits - Measurement of electromagnetic emissions,” EDN Network, Tech. Rep., 2003.
- [118] K. K. Yuen, H. S. Chung y V. S. Cheung, “An active low-loss motor terminal filter for overvoltage suppression and common-mode current reduction,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n^o 7, páginas 3158–3172, 2012.
- [119] J. C. Crabtree, “Condition monitoring techniques for wind turbines,” Tesis Doctoral, Durham University, 2011.
- [120] L. Concari, D. Barater, G. Buticchi, C. Concari y M. Liserre, “H8 inverter for common-mode voltage reduction in electric drives,” *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 52, n^o 5, páginas 4010–4019, 2016.
- [121] A. Muetze y A. Binder, “Calculation of influence of insulated bearings and insulated inner bearing seats on circulating bearing currents in machines of inverter-based drive systems,” *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 42, n^o 4, páginas 965–972, 2006.
- [122] Q. A. Le y D. Lee, “Elimination of common-mode voltages based on modified SVPWM in five-level ANPC inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 1, páginas 173–183, 2019.
- [123] R. Karampuri, S. Jain y V. T. Somasekhar, “Common-mode current elimination PWM strategy along with current ripple reduction for open-winding five-phase induction motor drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 7, páginas 6659–6668, 2019.
- [124] T. Pean, R. Costa-Castello, E. Fuentes y J. Salom, “Experimental testing of variable speed heat pump control strategies for enhancing energy flexibility in buildings,” *IEEE Access*, vol. 7, páginas 37 071–37 087, 2019.
- [125] J. Li, M. Xin, Z. Fan y R. Liu, “Design and experimental evaluation of a 12 kW large synchronous reluctance motor and control system for elevator traction,” *IEEE Access*, vol. 8, páginas 34 256–34 264, 2020.
- [126] S. Shukla y B. Singh, “Adaptive speed estimation with fuzzy logic control for PV-grid interactive induction motor drive-based water pumping,” *IET Power Electronics*, vol. 12, n^o 6, páginas 1554–1562, 2019.

- [127] Y. Li, H. Lin, H. Huang, C. Chen y H. Yang, “Analysis and performance evaluation of an efficient power-fed permanent magnet adjustable speed drive,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, n^o 1, páginas 784–794, 2019.
- [128] A. M. H. Gruebler, S. Leitner y G. Schoener, “Improved switching strategy for a single-phase brushless direct current fan drive and its impact on efficiency,” *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 54, n^o 6, páginas 6050–6059, 2018.
- [129] A. Negahdari, A. G. Yepes, J. Doval-Gandoy y H. A. Toliyat, “Efficiency enhancement of multiphase electric drives at light-load operation considering both converter and stator copper losses,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 2, páginas 1518–1525, 2019.
- [130] S. Leitner, H. Gruebler y A. Muetze, “Innovative low-cost sub-fractional HP BLDC claw-pole machine design for fan applications,” *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 55, n^o 3, páginas 2558–2568, 2019.
- [131] M. Tousizadeh, H. S. Che, J. Selvaraj, N. A. Rahim y B. Ooi, “Fault-tolerant field-oriented control of three-phase induction motor based on unified feedforward method,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 8, páginas 7172–7183, 2019.
- [132] F. Immovilli, C. Bianchini, M. Cocconcelli, A. Bellini y R. Rubini, “Bearing fault model for induction motor with externally induced vibration,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n^o 8, páginas 3408–3418, 2013.
- [133] P. J. Tavner, “Review of condition monitoring of rotating electrical machines,” *IET Electric Power Applications*, vol. 2, n^o 4, páginas 215–247, 2008.
- [134] “Technical guide No. 5: Bearing currents in modern AC drive systems,” ABB drives, Tech. Rep., 2011. https://library.e.abb.com/public/8c253c2417ed0238c125788f003cca8e/ABB_Technical_guide_No5_RevC.pdf
- [135] “Bearing currents application note AP040061E,” Eaton Corporation, Tech. Rep., 2014.
- [136] A. Willwerth, “To be considered “True Inverter-Duty”, Motors need bearing protection,” Electro Static Technology, Tech. Rep., 2016, Motors need bearing protection.pdf.
- [137] R. F. Schiferl y M. J. Melfi, “Bearing current remediation options,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 10, n^o 4, páginas 40–50, 2004.

- [138] A. Willwerth, “Grounding of HVAC motor shafts protects bearings, lowers repair costs,” *Electro Static Technology*, Tech. Rep., 2012. https://www.est-aegis.com/js/AEGIS_HVAC_White_Paper_JohnstoneSupply.pdf
- [139] M. Asefi y J. Nazarzadeh, “A fast transient model for bearing fault analysis in induction machine drives,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 19, n^o 5, páginas 1897–1904, 2019.
- [140] W. Jiang, P. Wang, M. Ma, J. Wang, J. Li, L. Li y K. Chen, “A novel virtual Space Vector modulation with reduced common-mode voltage and eliminated neutral point voltage oscillation for Neutral Point Clamped three-level inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, n^o 2, páginas 884–894, 2020.
- [141] I. Patrao, E. Figueres, F. González-Espín y G. Garcerá, “Transformerless topologies for grid-connected single-phase photovoltaic inverters,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, n^o 7, páginas 3423–3431, 2011.
- [142] A. Syed y S. Kalyani, “Evaluation of single phase transformerless photovoltaic inverters,” *Electrical and Electronics Engineering: An International Journal (ELELIJ)*, vol. 4, n^o 2, páginas 25–39, 2015.
- [143] T. K. S. Freddy, N. A. Rahim, W. P. Hew y H. S. Che, “Comparison and Analysis of Single-Phase Transformerless Grid-Connected PV Inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n^o 10, páginas 5358–5369, 2014.
- [144] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov y L. G. Franquelo, “Grid-connected photovoltaic systems: an overview of recent research and emerging PV converter technology,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, n^o 1, páginas 47–61, 2015.
- [145] R. Liu, E. Yang, J. Chen y S. Niu, “Novel bearing current suppression approach in doubly-fed induction generators,” *IEEE Access*, vol. 7, páginas 171 525–171 532, 2019.
- [146] H. Gao, B. Wu, D. Xu, M. Pande y R. Aguilera, “Common-mode-voltage-reduced model-predictive control scheme for current-source-converter-fed induction motor drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n^o 6, páginas 4891–4904, 2017.
- [147] A. Muetze y W. Oh, “Application of static charge dissipation to mitigate electric discharge bearing currents,” *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 44, n^o 1, páginas 135–143, 2008.
- [148] R. Araujo, R. Rodrigues, H. Paula, B. Cardoso Filho, L. Rabelo Baccarini

- y A. Rocha, "Premature wear and recurring bearing failures in an inverter-driven induction motor-part II: the proposed solution," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, n^o 1, páginas 92–100, 2015.
- [149] T. K. S. Freddy, N. A. Rahim, W. P. Hew y H. S. Che, "Modulation techniques to reduce leakage current in three-phase transformerless H7 photovoltaic inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n^o 1, páginas 322–331, 2015.
- [150] H. Nguyen y H. Lee, "A modulation scheme for matrix converters with perfect zero common-mode voltage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n^o 8, páginas 5411–5422, 2016.
- [151] A. M. Hava y E. Ün, "Performance analysis of reduced common-mode voltage PWM methods and comparison with standard PWM methods for three-phase voltage-source inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n^o 1, páginas 241–252, 2009.
- [152] S. M. Dabour, A. S. Abdel-Khalik, S. Ahmed, A. M. Massoud y S. Allam, "Common-mode voltage reduction for space vector modulated three- to five-phase indirect matrix converter," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 95, páginas 266 – 274, 2018.
- [153] S. M. Ahmed, H. Abu-Rub y Z. Salam, "Common-mode voltage elimination in a three-to-five-phase dual matrix converter feeding a five-phase open-end drive using space-vector modulation technique," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n^o 10, páginas 6051–6063, 2015.
- [154] O. Magdun y A. Binder, "High-frequency induction machine modeling for common mode current and bearing voltage calculation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, n^o 3, páginas 1780–1790, 2014.
- [155] "Motor shaft voltages and bearing currents under PWM inverter operation," GAMBICA/BEAMA, Tech. Rep., 2016, Motor shaft voltages tech. report link.
- [156] D. J. L. Mesa, G. A. C. M. noz, J. O. D. Chávez y C. A. G. López, "Modulación PWM aplicada a inversores trifásicos dentro del esquema de accionamientos eléctricos AC," 2007, universidad del Cauca. Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones (FIET).
- [157] K. Zhou y D. Wang, "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase inverters]," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, n^o 1, páginas 186–196, 2002.

- [158] D. Han, C. T. Morris y B. Sarlioglu, “Common-mode voltage cancellation in PWM motor drives with balanced inverter topology,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n^o 4, páginas 2683–2688, 2017.
- [159] H. Akagi y T. Shimizu, “Attenuation of conducted EMI emissions from an inverter-driven motor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n^o 1, páginas 282–290, 2008.
- [160] D. Shin, S. Jeong, Y. Baek, C. Park, G. Park y J. Kim, “A balanced feed-forward current-sense current-compensation active EMI filter for common-mode noise reduction,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, páginas 1–12, 2019.
- [161] A. N. Lemmon, R. Cuzner, J. Gafford, R. Hosseini, A. D. Brovont y M. S. Mazzola, “Methodology for characterization of common-mode conducted electromagnetic emissions in wide-bandgap converters for ungrounded ship-board applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, n^o 1, páginas 300–314, 2018.
- [162] M. Troscher y T. Haschberger, “Emission reduction by optimizing current return paths in electric vehicles,” en *Proc. of the IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC SIPI)*, páginas 460–460, 2018.
- [163] A. Frikha, M. Bensetti, L. Pichon, F. Lafon, F. Duval y N. Benjelloun, “Magnetic shielding effectiveness of enclosures in near field at low frequency for automotive applications,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 57, n^o 6, páginas 1481–1490, 2015.
- [164] “Failures in three-phase stator windings,” EASA, Tech. Rep., 2019. <https://easa.com/resources/failures-in-three-phase-stator-windings>
- [165] R. M. Tallam, C. D. Rodríguez Valdez, R. J. Kerkman, G. L. Skibinski y R. A. Lukaszewski, “Common-mode voltage reduction for regenerative AC drives,” en *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, páginas 3301–3308, 2012.
- [166] W. Jung, K. Choo, J. Kim, W. Kim y C. Won, “H7 inverter using zener diode with model predictive current control for common-mode voltage reduction in PMSM drive system,” en *Proc. of the IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, páginas 1–6, 2018.
- [167] S.-H. Lee, J.-H. Jung, S.-I. Hwnag, J.-M. Kim y H. Cho, “Common mode voltage reduction method for H7 inverter using DPWM offset based modu-

- lation technique,” en *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, páginas 1790–1795, 2018.
- [168] Y. Luo *et al.*, “PD characteristics and microscopic analysis of polyimide film used as turn insulation in inverter-fed motor,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 21, n^o 5, páginas 2237–2244, 2014.
- [169] J. Park, T. R. Wellawatta, S. Choi y J. Hur, “Mitigation method of the shaft voltage according to parasitic capacitance of the PMSM,” *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 53, n^o 5, páginas 4441–4449, 2017.
- [170] T. R. Wellawatta, J. Park, Z. Ullah y J. Hur, “New equivalent circuit of the IPM-type BLDC motor for calculation of shaft voltage by considering electric and magnetic fields,” *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 52, n^o 5, páginas 3763–3771, 2016.
- [171] A. Binder y A. Muetze, “Scaling effects of inverter-induced bearing currents in AC machines,” *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 44, n^o 3, páginas 769–776, 2008.
- [172] J. Ahola, V. Sarkimaki, A. Muetze y J. Tamminen, “Radio-frequency-based detection of electrical discharge machining bearing currents,” *IET Electric Power Applications*, vol. 5, n^o 4, páginas 386–392, 2011.
- [173] A. Muetze y A. Binder, “Calculation of circulating bearing currents in machines of inverter-based drive systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, n^o 2, páginas 932–938, 2007.
- [174] T. Dale, “Increased reports of bearing damage in AC motors operating from modern PWM VFD’s,” Nidec Motor, Tech. Rep., 2011. https://blog.springfieldelectric.com/wp-content/uploads/2017/12/TechnicalWhitePaper_BearingCurrents.pdf
- [175] A. Muetze y A. Binder, “Don’t lose your bearings,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 12, n^o 4, páginas 22–31, 2006.
- [176] H. Vang y M. Chiari, “An improved approach for connecting VSD and electric motors,” Schneider Electric, Tech. Rep., 2013, Link.
- [177] AEGIS, “Best practices for high-frequency grounding with AEGIS HFCS (High-Frequency Ground Straps),” 2016, Bearing Protection Best Practices.pdf.
- [178] A. Muetze y H. W. Oh, “Current-carrying characteristics of conductive microfiber electrical contact for high frequencies and current amplitudes:

- theory and applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, n^o 8, páginas 2082–2092, 2010.
- [179] A. Muetze and H. W. Oh, “Design aspects of conductive microfiber rings for shaft-grounding purposes,” *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 44, n^o 6, páginas 1749–1757, 2008.
- [180] A. Esmaeli y F. Tavassoli, “Suppressing of common-mode voltage, shaft voltage, leakage current and EMI generated by voltage source PWM inverter,” *International Electrical Engineering Journal (IEEJ)*, vol. 1, n^o 1, páginas 529–535, 2013.
- [181] M. C. D. Piazza, A. Ragusa y G. Vitale, “Effects of common-mode active filtering in induction motor drives for electric vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, n^o 6, páginas 2664–2673, 2010.
- [182] A. Mütze, “Thousands of hits: on inverter-induced bearing currents, related work, and the literature,” *Elektrotechnik und Informationstechnik*, vol. 128, n^o 11, páginas 382–388, 2011.
- [183] Q. Lei, D. Cao y F. Z. Peng, “Novel loss and harmonic minimized vector modulation for a current-fed Quasi-Z-Source Inverter in HEV motor drive application,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n^o 3, páginas 1344–1357, 2014.
- [184] O. Lopez *et al.*, “Space-vector PWM with common-mode voltage elimination for multiphase drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n^o 12, páginas 8151–8161, 2016.
- [185] C. Tan, D. Xiao, J. E. Fletcher y M. F. Rahman, “Carrier-based PWM methods with common-mode voltage reduction for five-phase coupled inductor inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n^o 1, páginas 526–537, 2016.
- [186] D. Pan, D. Zhang, J. He, C. Immer y M. Dame, “Control of MW-scale high-frequency SiC + Si multilevel ANPC inverter in pump-back test for aircraft hybrid-electric propulsion applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, n^o 1, páginas 1002–1012, 2020.
- [187] A. V. Rocha, S. Bhattacharya, G. K. Moghaddam, R. D. Gould, H. de Paula y B. de Jesus Cardoso Filho, “Thermal stress and high temperature effects on power devices in a fault-resilient NPC IGCT-based converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n^o 4, páginas 2800–2807, 2016.

- [188] A. Salem, M. Mamdouh y M. A. Abido, "Capacitor balancing and common-mode voltage reduction of a SiC based dual T-type drive system using model predictive control," *IEEE Access*, vol. 7, páginas 41 066–41 077, 2019.
- [189] L. Ding, Z. Quan y Y. W. Li, "Common-mode voltage reduction for parallel CSC-fed motor drives with multilevel modulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n^o 8, páginas 6555–6566, 2018.
- [190] S. K. Hoseini, J. Adabi y A. Sheikholeslami, "Predictive modulation schemes to reduce common-mode voltage in 3-phase inverters-fed AC drive systems," *IET Power Electronics*, vol. 7, n^o 4, páginas 840–849, 2014.
- [191] K. J. Dagan, A. Zuckerberger y R. Rabinovici, "Fourth-arm common-mode voltage mitigation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n^o 2, páginas 1401–1407, 2016.
- [192] F. Barrero y M. Duran, "Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines - part I," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n^o 1, páginas 449–458, 2016.
- [193] Q. Deng, Z. Wang, C. Chen, D. Czarkowski, M. K. Kazimierczuk, H. Zhou y W. Hu, "Modeling and control of inductive power transfer system supplied by multiphase phase-controlled inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 9, páginas 9303–9315, 2019.
- [194] J. Li, G. Konstantinou, H. R. Wickramasinghe y J. Pou, "Operation and control methods of modular multilevel converters in unbalanced AC grids: A review," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, n^o 2, páginas 1258–1271, 2019.
- [195] Y. Li, X. Yang, W. Chen, T. Liu y F. Zhang, "Neutral-point voltage analysis and suppression for NPC three-level photovoltaic converter in LVRT operation under imbalanced grid faults with selective hybrid SVPWM strategy," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 2, páginas 1334–1355, 2019.
- [196] X. Guo *et al.*, "Leakage current suppression of three-phase Flying Capacitor PV inverter with new carrier modulation and logic function," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n^o 3, páginas 2127–2135, 2018.
- [197] W. Hang, Z. Xiang-jun, Z. Mei-mei, H. Ying-ying, Z. Xiao y Y. Xu, "5L full-scale converter with a DC-link flying-capacitor auxiliary bridge leg for large direct-drive wind turbines," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, n^o 6, páginas 1001–1012, 2017.
- [198] S. Du, B. Wu y N. R. Zargari, "Common-mode voltage elimination for

- variable-speed motor drive based on Flying-Capacitor modular multilevel converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n^o 7, páginas 5621–5628, 2018.
- [199] S. Du, B. Wu y N. Zargari, “Common-mode voltage minimization for grid-tied modular multilevel converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, n^o 10, páginas 7480–7487, 2019.
- [200] H. Xu, A. Buberl, M. Laumen y R. W. De Doncker, “Active neutral-point balancing of three-level neutral-point-clamped traction inverters,” en *Proc. of the International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, páginas 2256–2261, 2018.
- [201] A. Poorfakhraei, M. Narimani y A. Emadi, “A review of modulation and control techniques for multilevel inverters in traction applications,” *IEEE Access*, vol. 9, páginas 24 187–24 204, 2021.
- [202] M. Shen, A. Joseph, J. Wang, F. Z. Peng y D. J. Adams, “Comparison of traditional inverters and Z -Source Inverter for fuel cell vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n^o 4, páginas 1453–1463, 2007.
- [203] L. Concari *et al.*, “Assessment of efficiency and reliability of wide band-gap based H8 inverter in electric vehicle applications,” *Energies*, vol. 12, n^o 1922, páginas 1–17, 2019.
- [204] N. Noroozi y M. R. Zolghadri, “Three-phase Quasi-Z-Source Inverter with constant common-mode voltage for photovoltaic application,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, n^o 6, páginas 4790–4798, 2018.
- [205] Y. He, Y. Zhou y H. Nian, “Open winding PMSM system for electric vehicles collaboratively supplied by the z-source and voltage source converters,” en *Proc. of the IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, páginas 1–6, 2016.
- [206] Y. P. Siwakoti y G. E. Town, “Common-mode voltage reduction techniques of three-phase Quasi Z-Source Inverter for AC drives,” en *Proc. of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, páginas 2247–2252, 2013.
- [207] J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen y O. Pyronen, “Decoupled vector control scheme for dual three-phase permanent magnet synchronous machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n^o 5, páginas 2185–2196, 2014.

- [208] Z. Liu, J. Liu y J. Li, “Modeling, analysis, and mitigation of load neutral point voltage for three-phase four-leg inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n^o 5, páginas 2010–2021, 2013.
- [209] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic y H. A. Toliyat, “A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, n^o 2, páginas 320–335, 2004.
- [210] E. Levi, “Multiphase electric machines for variable-speed applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n^o 5, páginas 1893–1909, 2008.
- [211] L. Parsa y H. Toliyat, “Five-phase permanent-magnet motor drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 1, n^o 4, páginas 30–37, 2005.
- [212] G. Liu, Z. Lin, W. Zhao, Q. Chen y G. Xu, “Third harmonic current injection in fault-tolerant five-phase permanent-magnet motor drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n^o 8, páginas 6970–6979, 2017.
- [213] Xiong, “A fault-tolerant FOC strategy for five-phase SPMSM with minimum torque ripples in the full torque operation range under double-phase open-circuit fault,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, n^o 11, páginas 9059–9072, 2020.
- [214] M. Duran y F. Barrero, “Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines - part II,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n^o 1, páginas 459–468, 2016.
- [215] M. J. Durán, J. Prieto, F. Barrero, J. A. Riveros y H. Guzman, “Space-vector PWM with reduced common-mode voltage for five-phase induction motor drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n^o 10, páginas 4159–4168, 2013.
- [216] Z. Liu, Z. Zheng, S. D. Sudhoff, C. Gu y Y. Li, “Reduction of common-mode voltage in multiphase two-level inverters using SPWM with phase-shifted carriers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n^o 9, páginas 6631–6645, 2016.
- [217] C. Liu, Y. Chen, Y. Yang y Z. Liu, “Principle and analysis of a five-phase six-leg switching power amplifier topology with fault-tolerant leg,” en *Proc. of the IEEE International Conference on Cloud Computing and Intelligence Systems (CCIS)*, páginas 532–536, 2018.
- [218] C. Liu, Z. Deng, K. Li y J. Zhou, “One-cycle decoupling control method

- of multi-leg switching power amplifier for magnetic bearing system,” *IET Electric Power Applications*, vol. 13, n^o 8, páginas 1204–1211, 2019.
- [219] X. Guo, R. He, J. Jian, Z. Lu, X. Sun y J. M. Guerrero, “Leakage current elimination of four-leg inverter for transformerless three-phase PV systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n^o 3, páginas 1841–1846, 2016.
- [220] R. Zhu, G. Buticchi y M. Liserre, “Investigation on common-mode voltage suppression in smart transformer-fed distributed hybrid grids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n^o 10, páginas 8438–8448, 2018.
- [221] A. Li, D. Jiang, Z. Gao, W. Kong, S. Jia y R. Qu, “Three-phase four-leg drive for DC-biased sinusoidal current Vernier reluctance machine,” *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 55, n^o 3, páginas 2758–2769, 2019.
- [222] W. Wang, J. Zhang y M. Cheng, “Common model predictive control for permanent-magnet synchronous machine drives considering single-phase open-circuit fault,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n^o 7, páginas 5862–5872, 2017.
- [223] X. Zhou, H. Li, M. Lu y F. Zeng, “PMSM open-phase fault-tolerant control strategy based on four-leg inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n^o 3, páginas 2799–2808, 2020.
- [224] A. Djerioui *et al.*, “Flatness-based grey wolf control for load voltage unbalance mitigation in three-phase four-leg voltage source inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, n^o 2, páginas 1869–1881, 2020.
- [225] T. Tran, D. Raisz y A. Monti, “Harmonic and unbalanced voltage compensation with VOC-based three-phase four-leg inverters in islanded microgrids,” *IET Power Electronics*, vol. 13, n^o 11, páginas 2281–2292, 2020.
- [226] R. Zhang, V. H. Prasad, D. Boroyevich y F. C. Lee, “Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, n^o 3, páginas 314–326, 2002.
- [227] M. Llonch-Masachs, D. Heredero-Peris, D. Montesinos-Miracle y J. Rull-Duran, “Understanding the three and four-leg inverter space vector,” en *Proc. of the European Conference on Power Electronics and Applications (EPE ECCE Europe)*, páginas 1–10, 2016.
- [228] F. Zhang y Y. Yan, “Selective harmonic elimination PWM control scheme

- on a three-phase four-leg voltage source inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n^o 7, páginas 1682–1689, 2009.
- [229] M. Zhang, D. J. Atkinson, B. Ji, M. Armstrong y M. Ma, “A near-state three-dimensional space vector modulation for a three-phase four-leg voltage source inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n^o 11, páginas 5715–5726, 2014.
- [230] C. Hou, P. Wang, C. Chen y C. Chang, “Common mode voltage reduction in four-leg inverter with multicarrier PWM scheme,” en *Proc. of the International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE - ECCE)*, páginas 3223–3228, 2019.
- [231] H. Eldeeb, A. Abdel-Khalik, J. Kullick y C. Hackl, “Pre- and postfault current control of dual three-phase reluctance synchronous drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, n^o 5, páginas 3361–3373, 2020.
- [232] L. Xiao, L. Zhang, F. Gao y J. Quian, “Robust fault-tolerant synergetic control for dual three-phase PMSM drives considering speed sensor fault,” *IEEE Access*, vol. 8, páginas 78 912–78 922, 2020.
- [233] G. Sala, D. Gerada, C. Gerada y A. Tani, “Radial force control for triple three-phase sectorized SPM machines. part II: open winding fault tolerant control,” en *Proc. of the IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, páginas 275–280, 2017.
- [234] Y. Miyama, M. Ishizuka, H. Kometani y K. Akatsu, “Vibration reduction by applying carrier phase-shift pwm on dual three-phase winding permanent magnet synchronous motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, n^o 6, páginas 5998–6004, 2018.
- [235] Y. Hu, S. Huang, X. Wu y X. Li, “Control of dual three-phase permanent magnet synchronous machine based on five-leg inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 11, páginas 11 071–11 079, 2019.
- [236] 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 *Proc. of the International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEE-DAM)*, páginas 741–746, 2012.
- [237] D. Han, W. Lee, S. Li y B. Sarlioglu, “New method for common mode voltage cancellation in motor drives: Concept, realization, and asymmetry

- influence,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n^o 2, páginas 1188–1201, 2018.
- [238] X. Lin, W. Huang y L. Wang, “SVPWM strategy based on the hysteresis controller of zero-sequence current for three-phase open-end winding PMSM,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 4, páginas 3474–3486, 2019.
- [239] A. Saghafinia, *Recent developments on power inverters*. IntechOpen, 2017.
- [240] V. Oleschuk y V. Ermuratskii, “Open-end winding multiphase installation regulated by modified techniques of space-vector PWM,” en *Proc. of the IEEE Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, páginas 299–304, 2019.
- [241] Baoji Wang, Xing Zhang, Chao Song y Renxian Cao, “Research on the filters for dual-inverter fed open-end winding transformer topology in photovoltaic grid-tied applications,” *Energies*, vol. 12, n^o 2338, páginas 1–21, 2019.
- [242] S. Pramanick, N. A. Azeez, R. Sudharshan Kaarthik, K. Gopakumar y C. Cecati, “Low-order harmonic suppression for open-end winding IM with dodecagonal Space Vector using a single DC-link supply,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n^o 9, páginas 5340–5347, 2015.
- [243] R. Baranwal, K. Basu y N. Mohan, “Carrier-based implementation of SVPWM for dual two-level VSI and dual matrix converter with zero common-mode voltage,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n^o 3, páginas 1471–1487, 2015.
- [244] M. Mekasser, Q. Gao y C. Xu, “Common mode voltage elimination in dual-inverter-fed six-phase open-end winding PMSM drives with a single DC supply,” *The Journal of Engineering*, vol. 2019, n^o 17, páginas 3598–3602, 2019.
- [245] F. Zhang, L. Zhu, S. Jin, X. Su, S. Ademi y W. Cao, “Controller strategy for open-winding brushless doubly fed wind power generator with common mode voltage elimination,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, n^o 2, páginas 1098–1107, 2019.
- [246] K. Rahman, A. Iqbal, N. Al-Emadi, L. Ben-Brahim, R. Al-ammari y H. Dehghani Tafti, “Common mode voltage reduction in open-end multiphase load system fed through matrix converter,” en *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, páginas 1–6, 2016.

- [247] S. Belkhode y S. Jain, "Optimized switching PWM technique with common-mode current minimization for five-phase open-end winding induction motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 9, páginas 8971–8980, 2019.
- [248] E. Levi, F. Barrero y M. J. Duran, "Multiphase machines and drives - revisited," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n^o 1, páginas 429–432, 2016.
- [249] X. Wang *et al.*, "Model predictive control methods of leakage current elimination for a three-level T-type transformerless PV inverter," *IET Power Electronics*, vol. 11, n^o 8, páginas 1492–1498, 2018.
- [250] Ilhami Colaka, ErsanKabalci and Ramazan Bayindir, "Review of multi-level voltage source inverter topologies and control schemes," *Energy Conversion and Management*, vol. 52, n^o 2, páginas 1114–1128, 2011.
- [251] A. Nabae, I. Takahashi y H. Akagi, "A new Neutral-point-clamped PWM inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, n^o 5, páginas 518–523, 1981.
- [252] T. Meynard y H. Foch, "Multilevel choppers for high voltage applications," *European Power Electronics and Drives Journal*, vol. 2, n^o 1, páginas 45–50, 1992.
- [253] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli y S. Tenconi, "A nonconventional power converter for plasma stabilization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, n^o 2, páginas 212–219, 1990.
- [254] Q. Guan *et al.*, "An extremely high efficient three-level Active Neutral-Point-Clamped converter comprising SiC and Si hybrid power stages," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n^o 10, páginas 8341–8352, 2018.
- [255] A. Salem y M. A. Abido, "T-type multilevel converter topologies: A comprehensive review," *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 44, n^o 3, páginas 1713–1735, 2019.
- [256] F. Deng, Y. Lu, C. Liu, Q. Heng, Q. Yu y J. Zhao, "Overview on submodule topologies, modeling, modulation, control schemes, fault diagnosis, and tolerant control strategies of modular multilevel converters," *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 6, n^o 1, páginas 1–21, 2020.
- [257] E. C. Mathew, M. B. Ghat y A. Shukla, "A generalized cross-connected submodule structure for hybrid multilevel converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, n^o 4, páginas 3159–3170, 2016.

- [258] Y. Zhang, G. P. Adam, T. C. Lim, S. J. Finney y B. W. Williams, “Hybrid multilevel converter: Capacitor voltage balancing limits and its extension,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, n^o 4, páginas 2063–2073, 2013.
- [259] M. M. Renge y H. M. Suryawanshi, “Five-level diode clamped inverter to eliminate common mode voltage and reduce dv/dt in medium voltage rating induction motor drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n^o 4, páginas 1598–1607, 2008.
- [260] T. T. Nguyen, N. Nguyen y N. R. Prasad, “Eliminated common-mode voltage pulsewidth modulation to reduce output current ripple for multilevel inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n^o 8, páginas 5952–5966, 2016.
- [261] Poh Chiang Loh, D. G. Holmes, Y. Fukuta y T. A. Lipo, “Reduced common-mode modulation strategies for cascaded multilevel inverters,” *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 39, n^o 5, páginas 1386–1395, 2003.
- [262] T. Bruckner y S. Bemet, “Loss balancing in three-level voltage source inverters applying active NPC switches,” en *Proc. of the IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 2, páginas 1135–1140, 2001.
- [263] T. Bruckner, S. Bernet y H. Guldner, “The active NPC converter and its loss-balancing control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, n^o 3, páginas 855–868, 2005.
- [264] P. Barbosa, P. Steimer, L. Meysenc, M. Winkelkemper, J. Steinke y N. Celanovic, “Active neutral-point-clamped multilevel converters,” en *Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conference*, páginas 2296–2301, 2005.
- [265] F. Kieferndorf, M. Basler, L. Serpa, J.-H. Fabian, A. Coccia y G. Scheuer, “The five-level converter: ANPC-5L technology and the ACS2000 drive,” ABB, Tech. Rep., 2010.
- [266] Y. J. Kim, S. H. Kim, S. M. Kim y K. B. Lee, “Open fault diagnosis and tolerance control for grid-connected hybrid active neutral-point-clamped inverters with optimized carrier-based pulse width modulation,” *IEEE Access*, vol. 8, páginas 145 542–145 551, 2020.
- [267] P. Azer, S. Ouni y M. Narimani, “A novel fault-tolerant technique for active-neutral-point-clamped inverter using carrier-based PWM,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, n^o 3, páginas 1792–1803, 2020.

- [268] Z. Liu, Y. Wang, G. Tan, H. Li y Y. Zhang, "A novel SVPWM algorithm for five-level active neutral-point-clamped converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n^o 5, páginas 3859–3866, 2016.
- [269] M. Schweizer, I. Lizama, T. Friedli y J. W. Kolar, "Comparison of the chip area usage of 2-level and 3-level voltage source converter topologies," en *Proc. of the Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, páginas 391–396, 2010.
- [270] A. Salem, "Design and analysis of five-level T-type power converters for rotating field drives," Tesis Doctoral, Faculty of Engineering and Architecture of the Ghent University, 2015.
- [271] J. Lee y K. Lee, "Open-switch fault tolerance control for a three-level NPC/T-type rectifier in wind turbine systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n^o 2, páginas 1012–1021, 2015.
- [272] J. Mathew, P. P. Rajeevan, K. Mathew, N. A. Azeez y K. Gopakumar, "A multilevel inverter scheme with dodecagonal voltage space vectors based on flying capacitor topology for induction motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n^o 1, páginas 516–525, 2013.
- [273] B. P. McGrath y D. G. Holmes, "Analytical modelling of voltage balance dynamics for a Flying Capacitor multilevel converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n^o 2, páginas 543–550, 2008.
- [274] A. M. Y. M. Ghias, J. Pou, G. J. Capella, P. Acuna y V. G. Agelidis, "On improving phase-shifted PWM for flying capacitor multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n^o 8, páginas 5384–5388, 2016.
- [275] A. El-Hosainy, H. A. Hamed, H. Z. Azazi y E. E. El-Kholy, "A review of multilevel inverter topologies, control techniques, and applications," en *Proc. of the International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, páginas 1265–1275, 2017.
- [276] A. M. Y. M. Ghias, J. Pou, M. Ciobotaru y V. G. Agelidis, "Voltage-balancing method using phase-shifted PWM for the flying capacitor multilevel converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n^o 9, páginas 4521–4531, 2014.
- [277] F. Khoucha, M. S. Lagoun, A. Kheloui y M. E. H. Benbouzid, "A comparison of symmetrical and asymmetrical three-phase H-Bridge multilevel inverter for DTC induction motor drives," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, n^o 1, páginas 64–72, 2011.

- [278] J. I. Leon *et al.*, “Multidimensional modulation technique for cascaded multilevel converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n^o 2, páginas 412–420, 2011.
- [279] J. Gholinezhad y R. Noroozian, “Application of cascaded H-bridge multilevel inverter in DTC-SVM based induction motor drive,” en *Proc. of the Power Electronic, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, páginas 127–132, 2012.
- [280] A. Lesnicar y R. Marquardt, “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range,” en *Proc. of the IEEE Bologna Power Tech Conference (PowerTech)*, páginas 1–6, 2003.
- [281] A. Dekka, B. Wu y N. R. Zargari, “Start-up operation of a Modular Multilevel converter with Flying Capacitor submodules,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n^o 8, páginas 5873–5877, 2017.
- [282] M. M. Belhaouane, M. Ayari, X. Guillaud y N. B. Braiek, “Robust control design of MMC-HVDC systems using multivariable optimal guaranteed cost approach,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, n^o 3, páginas 2952–2963, 2019.
- [283] G. J. Kish, “On the emerging class of non-isolated modular multilevel DC-DC converters for DC and hybrid AC-DC systems,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, n^o 2, páginas 1762–1771, 2017.
- [284] Z. He, P. Guo, Z. Shuai, Q. Xu, A. Luo y J. M. Guerrero, “Modulated model predictive control for modular multilevel AC/AC converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 10, páginas 10 359–10 372, 2019.
- [285] S. Zhou, B. Li, M. Guan, X. Zhang, Z. Xu y D. Xu, “Capacitance reduction of the hybrid Modular Multilevel converter by decreasing average capacitor voltage in variable-speed drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 2, páginas 1580–1594, 2019.
- [286] M. A. S. Mendes, Z. M. A. Peixoto, P. F. Seixas y P. Donoso-Garcia, “A space vector PWM method for three-level flying-capacitor inverters,” en *Proc. of the IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 1, páginas 182–187, 2001.
- [287] E. M. Kontos, G. Tsolaridis, R. Teodorescu y P. Bauer, “Full-bridge MMC DC fault ride-through and STATCOM operation in multi-terminal HVDC grids,” *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, vol. 65, páginas 653–662, 2017.

- [288] S. Du, A. Dekka, B. Wu y N. Zargari, *Modular multilevel converters: analysis, control, and applications - Part III: Applications of modular multilevel converters*, Wiley-IEEE Press, Ed., 2017.
- [289] W. Jiang, S. Du, L. Chang, Y. Zhang y Q. Zhao, “Hybrid PWM strategy of SVPWM and VSVPWM for NPC three-level voltage-source inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, n^o 10, páginas 2607–2619, 2010.
- [290] J. P. Félix, “Modulation and control of three-phase PWM multilevel converters,” Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya. Departament d’Enginyeria Electrònica, 2002.
- [291] X. Zhang, X. Wu, C. Geng, X. Ping, S. Chen y H. Zhang, “An improved simplified PWM for three-level neutral point clamped inverter based on two-level common-mode voltage reduction PWM,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n^o 10, páginas 11 143–11 154, 2020.
- [292] R. Katebi, J. He y N. Weise, “An advanced three-level active neutral-point-clamped converter with improved fault-tolerant capabilities,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n^o 8, páginas 6897–6909, 2018.
- [293] A. Choudhury, P. Pillay y S. S. Williamson, “Modified DC-bus voltage balancing algorithm for a three-level neutral-point-clamped PMSM inverter drive with reduced common-mode voltage,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, n^o 1, páginas 278–292, 2016.
- [294] C. Hu *et al.*, “An improved virtual space vector modulation scheme for three-level active neutral-point-clamped inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n^o 10, páginas 7419–7434, 2017.
- [295] Q. A. Le y D. Lee, “Reduction of common-mode voltages for five-level active NPC inverters by the space-vector modulation technique,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, n^o 2, páginas 1289–1299, 2017.
- [296] M. Arasteh, A. Rahmati, S. Farhangi y A. Abrishamifar, “Common mode voltage reduction in a flying capacitor inverter,” en *Proc. of the Power Electronic, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, páginas 212–217, 2010.
- [297] M. M. da Silva y H. Pinheiro, “Voltage balancing in flying capacitor converter multilevel using space vector modulation,” en *Proc. of the International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, páginas 1–5, 2017.

- [298] A. K. Gupta y A. M. Khambadkone, “A Space Vector modulation scheme to reduce common mode voltage for cascaded multilevel inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n^o 5, páginas 1672–1681, 2007.
- [299] F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, P. E. P. Ferraz, F. A. S. Neves, E. C. dos Santos y J. H. G. M. da Silva, “Modulation for three-phase transformerless Z-Source Inverter to reduce leakage currents in photovoltaic systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n^o 12, páginas 5385–5395, 2011.
- [300] Y. Li, J. Anderson, F. Z. Peng y D. Liu, “Quasi-Z-Source Inverter for photovoltaic power generation systems,” en *Proc. of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, páginas 918–924, 2009.
- [301] V. Erginer y M. H. Sarul, “A novel reduced leakage current modulation technique for Z-source inverter used in photovoltaic systems,” *IET Power Electronics*, vol. 7, n^o 3, páginas 496–502, 2014.
- [302] Y. Tang, S. Xie, C. Zhang y Z. Xu, “Improved Z-Source Inverter with reduced Z-source capacitor voltage stress and soft-start capability,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n^o 2, páginas 409–415, 2009.
- [303] M. S. Diab, A. A. Elserougi, A. M. Massoud, A. S. Abdel-Khalik y S. Ahmed, “A pulsewidth modulation technique for high-voltage gain operation of three-phase Z-Source Inverters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, n^o 2, páginas 521–533, 2016.
- [304] N. Noroozi, M. R. Zolghadri y M. Yaghoubi, “Reduced common-mode voltage in Z-Source Inverters,” en *Proc. of the Power Electronic, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, páginas 413–418, 2017.
- [305] Y. P. Siwakoti y G. E. Town, “Three-phase transformerless grid connected Quasi Z-Source Inverter for solar photovoltaic systems with minimal leakage current,” en *Proc. of the IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, páginas 368–373, 2012.
- [306] D. Ronanki, P. H. Sang, V. Sood y S. S. Williamson, “Comparative assessment of three-phase transformerless grid-connected solar inverters,” en *Proc. of the IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, páginas 66–71, 2017.
- [307] M. N. H. Khan, M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, L. Li, T. Kerekes y F. Blaabjerg, “Transformerless inverter topologies for single-phase photovoltaic sys-

- tems: a comparative review,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, n^o 1, páginas 805–835, 2020.
- [308] G. Rizzoli, M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, G. Serra y D. Casadei, “Comparative performance evaluation of full-bridge, H5, and H6 topologies for transformer-less solar converters,” *IET Power Electronics*, vol. 12, n^o 1, páginas 22–29, 2019.
- [309] X. Guo, D. Xu y B. Wu, “Three-phase DC-bypass topologies with reduced leakage current for transformerless PV systems,” en *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, páginas 43–46, 2015.
- [310] E. Akpınar, A. Balıkcı, E. Durbaba y B. T. Azizoglu, “Single-phase transformerless photovoltaic inverter with suppressing resonance in improved H6,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 9, páginas 8304–8316, 2019.
- [311] F. T. K. Suan, N. A. Rahim y H. W. Ping, “An improved three-phase transformerless photovoltaic inverter with reduced leakage currents,” en *Proc. of the IET International Conference on Clean Energy and Technology (CEAT)*, páginas 1–4, 2014.
- [312] A. Syed y S. T. Kalyani, “Three-phase eight switch inverter with reduced common mode voltage for transformerless photovoltaic systems,” en *Proc. of the International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, páginas 2840–2844, 2016.
- [313] W. Jeong, K. Choo, J. Lee y C. Won, “Space vector-based common-mode currents reduction method for H8 inverter topology in low-voltage DC microgrid,” en *Proc. of the IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, páginas 1–7, 2019.
- [314] L. Concari, D. Barater, C. Concari, A. Toscani, G. Buticchi y M. Liserre, “H8 architecture for reduced common-mode voltage three-phase PV converters with silicon and SiC power switches,” en *Proc. of the Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, páginas 4227–4232, 2017.
- [315] D. Barater, G. Franceschini, F. Immovilli y E. Lorenzani, “Investigation on H-8 VSI architecture for bearing currents mitigation in VFD,” en *Proc. of the Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, páginas 4391–4396, 2017.
- [316] Z. Tang *et al.*, “Modulation for the AVC-HERIC inverter to compensate for

- deadtime and minimum pulsewidth limitation distortions,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n^o 3, páginas 2571–2584, 2020.
- [317] —, “Hybrid UP-PWM scheme for HERIC inverter to improve power quality and efficiency,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 5, páginas 4292–4303, 2019.
- [318] Y. Mei, S. Hu, L. Lin, W. Li, X. He y F. Cao, “Highly efficient and reliable inverter concept-based transformerless photovoltaic inverters with tri-direction clamping cell for leakage current elimination,” *IET Power Electronics*, vol. 9, n^o 8, páginas 1675–1683, 2016.
- [319] X. Guo, D. Xu y B. Wu, “Three-phase seven-switch inverter with common mode voltage reduction for transformerless photovoltaic system,” en *Proc. of the Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, páginas 2279–2284, 2015.
- [320] G. Vazquez, T. Kerekes, J. Rocabert, P. Rodríguez, R. Teodorescu y D. Aguilar, “A photovoltaic three-phase topology to reduce Common Mode Voltage,” en *Proc. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, páginas 2885–2890, 2010.
- [321] M. Cacciato and A. Consoli and G. Scarcella y A. Testa, “Reduction of common-mode currents in PWM inverter motor drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, n^o 2, páginas 469–476, 1999.
- [322] G. Konstantinou, M. Ciobotar, y V. Agelidis, “Selective harmonic elimination pulse-width modulation of modular multilevel converters,” *IET Power Electronics*, vol. 6, n^o 1, páginas 96–107, 2013.
- [323] S. Bhadra y H. Patangia, “An analytical method of switching waveform design for selective harmonic elimination,” *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 184, 06 2020.
- [324] Y. Hu, Z. Q. Zhu y M. Odavic, “Torque capability enhancement of dual three-phase PMSM drive with fifth and seventh current harmonics injection,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, n^o 5, páginas 4526–4535, 2017.
- [325] K. Wang, Z. Q. Zhu, Y. Ren y G. Ombach, “Torque improvement of dual three-phase permanent-magnet machine with third-harmonic current injection,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n^o 11, páginas 6833–6844, 2015.
- [326] Z. Quan y Y. Li, “Suppression of common mode circulating current for modular paralleled three-phase converters based on interleaved carrier phase-

- shift PWM,” en *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, páginas 1–6, 2016.
- [327] J. Huang y H. Shi, “Reducing the common-mode voltage through carrier peak position modulation in an SPWM three-phase inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n^o 9, páginas 4490–4495, 2014.
- [328] J. Huang y K. Li, “Suppression of common-mode voltage spectral peaks by using rotation reverse carriers in sinusoidal pulse width modulation three-phase inverters with CFM,” *IET Power Electronics*, vol. 13, n^o 6, páginas 1246–1256, 2020.
- [329] B. Tan, Z. Gu, K. Shen y X. Ding, “Third harmonic injection SPWM method based on alternating carrier polarity to suppress the common mode voltage,” *IEEE Access*, vol. 7, páginas 9805–9816, 2019.
- [330] J. Prieto, M. Jones, F. Barrero, E. Levi y S. Toral, “Comparative analysis of discontinuous and continuous PWM techniques in VSI-fed five-phase induction motor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n^o 12, páginas 5324–5335, 2011.
- [331] J. Huang, Q. Liu, X. Wang y K. Li, “A carrier-based modulation scheme to reduce the third harmonic component of common-mode voltage in a three-phase inverter under high DC voltage utilization,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, n^o 3, páginas 1931–1940, 2018.
- [332] M. Diana, R. Ruffo y P. Guglielmi, “PWM carrier displacement in multi-N-phase drives: an additional degree of freedom to reduce the DC-link stress,” *Energies*, vol. 11, página 443, 2018.
- [333] J. Rodríguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt y S. Kouro, “Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, n^o 6, páginas 2930–2945, 2007.
- [334] L. G. Franquelo, J. Rodríguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo y M. A. M. Prats, “The age of multilevel converters arrives,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, n^o 2, páginas 28–39, 2008.
- [335] B. P. McGrath y D. G. Holmes, “Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, n^o 4, páginas 858–867, 2002.
- [336] Fei Wang, “Sine-triangle versus space-vector modulation for three-level PWM voltage-source inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, n^o 2, páginas 500–506, 2002.

- [337] N. Vázquez y J. V. López, “11 - inverters,” en *Power Electronics Handbook*, M. H. Rashid, Ed., páginas 289–338. Butterworth-Heinemann, Fourth Edition, 2018.
- [338] K. Taniguchi, Y. Ogino y H. Irie, “PWM technique for power MOSFET inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, nº 3, páginas 328–334, 1988.
- [339] J. W. Kolar, H. Ertl y F. C. Zach, “Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system,” en *Proc. of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, vol. 1, páginas 502–512, 1990.
- [340] A. M. Hava y E. Ün, “A high performance PWM algorithm for common mode voltage reduction in three-phase voltage source inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, nº 7, páginas 1998–2008, 2011.
- [341] A. Iqbal, R. Alammari, M. Mosa y H. Abu-Rub, “Finite set model predictive current control with reduced and constant common mode voltage for a five-phase voltage source inverter,” en *Proc. of the International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, páginas 479–484, 2014.
- [342] S. M. Dabour, A. S. Abdel-Khalik, A. M. Massoud y S. Ahmed, “Analysis of scalar PWM approach with optimal common-mode voltage reduction technique for five-phase inverters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, nº 3, páginas 1854–1871, 2019.
- [343] A. Iqbal y E. Levi, “Space vector modulation schemes for a five-phase voltage source inverter,” en *Proc. of the European Conference on Power Electronics and Applications (ECPEA)*, páginas 1–12, 2005.
- [344] D. Dujic, M. Jones y E. Levi, “Continuous carrier-based vs. space vector PWM for five-phase VSI,” en *Proc. of the International Conference on Computer as a Tool (EUROCON)*, páginas 1772–1779, 2007.
- [345] D. Dujic, M. Jones, E. Levi, J. Prieto Corvalán y F. Barrero, “Switching ripple characteristics of space vector PWM schemes for five-phase two-level voltage source inverters - Part 1: Flux harmonic distortion factors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, nº 7, páginas 2789–2798, 2011.
- [346] J. Prieto, F. Barrero, S. Toral, M. Jones y E. Levi, “Analytical evaluation of switching characteristics in five-phase drives with discontinuous space vector pulse width modulation techniques,” en *Proc. of the European Confe-*

- rence on Power Electronics and Applications (EPE ECCE Europe), páginas 1–10, 2011.
- [347] S. Busquets-Monge, J. Bordonau, D. Boroyevich y S. Somavilla, “The nearest three virtual space vector PWM - a modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three-level NPC inverter,” *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 2, n^o 1, páginas 11–15, 2004.
- [348] Jae Hyeong Seo, Chang Ho Choi y Dong Seok Hyun, “A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, n^o 4, páginas 545–550, 2001.
- [349] L. Gang, W. Dafang, W. Miaoran, Z. Cheng y W. Mingyu, “Neutral-point voltage balancing in three-level inverters using an optimized virtual space vector PWM with reduced commutations,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, n^o 9, páginas 6959–6969, 2018.
- [350] M. M. Prats, L. G. Franquelo, R. Portillo, J. I. Leon, E. Galvan y J. M. Carrasco, “A 3-D space vector modulation generalized algorithm for multilevel converters,” *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 1, n^o 4, páginas 110–114, 2003.
- [351] A. M. Hava, R. J. Kerkman y T. A. Lipo, “A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, n^o 5, páginas 1059–1071, 1998.
- [352] C. Xia, G. Zhang, Y. Yan, X. Gu, T. Shi y X. He, “Discontinuous space vector PWM strategy of neutral-point-clamped three-level inverters for output current ripple reduction,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n^o 7, páginas 5109–5121, 2017.
- [353] J. Wang *et al.*, “A novel discontinuous modulation strategy with reduced common-mode voltage and removed DC offset on neutral-point voltage for neutral-point-clamped three-level converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 8, páginas 7637–7649, 2019.
- [354] H. Chen y H. Zhao, “Review on pulse-width modulation strategies for common-mode voltage reduction in three-phase voltage-source inverters,” *IET Power Electronics*, vol. 9, n^o 14, páginas 2611–2620, 2016.
- [355] M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella, G. Scelba y A. Testa, “Modified space-vector-modulation technique for common mode currents reduction and full utilization of the DC bus,” en *Proc. of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, páginas 109–115, 2009.
- [356] L. Kai, J. Zhao, W. Wu, M. Li, L. Ma y G. Zhang, “Performance analysis

- of zero common-mode voltage pulse-width modulation techniques for three-level neutral point clamped inverters,” *IET Power Electronics*, vol. 9, n^o 14, páginas 2654–2664, 2016.
- [357] E. Ün y A. M. Hava, “A Near-State PWM method with reduced switching losses and reduced common-mode voltage for three-phase voltage source inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, n^o 2, páginas 782–793, 2009.
- [358] Haoran Zhang, A. Von Jouanne, Shaoan Dai, A. K. Wallace y Fei Wang, “Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, n^o 6, páginas 1645–1653, 2000.
- [359] N. Nguyen, T. Nguyen y H. Lee, “A reduced switching loss PWM strategy to eliminate common-mode voltage in multilevel inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n^o 10, páginas 5425–5438, 2015.
- [360] L. Guo, N. Jin, C. Gan, L. Xu y Q. Wang, “An improved model predictive control strategy to reduce common-mode voltage for two-level voltage source inverters considering dead-time effects,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, n^o 5, páginas 3561–3572, 2019.
- [361] M. J. Duran, F. Barrero y J. Prieto, “DC-bus utilization and overmodulation performance of five-phase voltage source inverters using model predictive control,” en *Proc. of the IEEE International Conference on Industrial Technology*, páginas 1501–1506, 2010.
- [362] Y. Luo y C. Liu, “Elimination of harmonic currents using a reference voltage vector based-model predictive control for a six-phase PMSM motor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 7, páginas 6960–6972, 2019.
- [363] G. Liu, C. Song y Q. Chen, “FCS-MPC-based fault-tolerant control of five-phase IPMSM for MTPA operation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n^o 3, páginas 2882–2894, 2020.
- [364] W. Zhao, T. Tao, J. Zhu, H. Tan y Y. Du, “A novel finite-control-set model predictive current control for five-phase PM motor with continued modulation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n^o 7, páginas 7261–7270, 2020.
- [365] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann y J. Rodriguez, “Model predictive control - A simple and powerful method to control power converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n^o 6, páginas 1826–1838, 2009.

- [366] M. J. Duran, J. A. Riveros, F. Barrero, H. Guzman y J. Prieto, "Reduction of common-mode voltage in five-phase induction motor drives using predictive control techniques," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, n^o 6, páginas 2059–2067, 2012.
- [367] W. Xu, J. Zou, Y. Liu y J. Zhu, "Weighting factorless model predictive thrust control for linear induction machine," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, n^o 10, páginas 9916–9928, 2019.
- [368] B. Yu, W. Song, Y. Guo, J. Li y M. S. R. Saeed, "Virtual voltage vector-based model predictive current control for five-phase VSIs with common-mode voltage reduction," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 7, n^o 2, páginas 706–717, 2021.
- [369] S. Ali, V. Vijaya Kumar Reddy y M. Surya Kalavathi, "Performance of space vector PWM based induction motor drive using dSpace," *International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering*, vol. 8, n^o 4S2, páginas 400–404, 2019.
- [370] J. Baik, S. Yun, D. Kim, C. Kwon y J. Yoo, "Remote-State PWM with minimum RMS torque ripple and reduced common-mode voltage for three-phase VSI-fed BLAC motor drives," *Electronics*, vol. 9, n^o 586, páginas 1–17, 2020.
- [371] M. Vujacic, M. Hammami, M. Srndovic y G. Grandi, "Analysis of DC-link voltage switching ripple in three-phase PWM inverters," *Energies*, vol. 11, n^o 2, 2018.
- [372] G. Grandi y J. Loncarski, "Evaluation of current ripple amplitude in three-phase PWM voltage source inverters," en *Proc. of the International Conference-Workshop Compatibility And Power Electronics*, páginas 156–161, 2013.
- [373] G. Oriti, A. Julian y T. Lipo, "A new space vector modulation strategy for common mode voltage reduction [in PWM invertors]," en *Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conference.*, vol. 2, páginas 1541–1546, 1997.
- [374] M. Pfriem y F. Gauterin, "Development of real-world driving cycles for battery electric vehicles," en *Proc. of the International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium (EVS29)*, 2016.
- [375] T. Kerekes, R. Teodorescu, P. Rodriguez, G. Vazquez y E. Aldabas, "A new high-efficiency single-phase transformerless PV inverter topology," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n^o 1, páginas 184–191, 2011.

- [376] F. Blaabjerg y D. M. Ionel, *Renewable Energy Devices and Systems with Simulations in MATLAB and ANSYS*. CRC Press; 1 edition, 2017.
- [377] P. S. Gotekar, S. P. Muley, D. P. Kothari y B. S. Umre, “Comparison of full bridge bipolar, H5, H6 and HERIC inverter for single phase photovoltaic systems - a review,” en *Proc. of the IEEE India Conference (INDICON)*, páginas 1–6, 2015.
- [378] A. Soldati, G. Pietrini, M. Dalboni y C. Concari, “Electric-vehicle power converters model-based design-for-reliability,” *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 3, n^o 2, páginas 102–110, 2018.
- [379] U. Drofenik y J. Kolar, “A general scheme for calculating switching-and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems,” en *Proc. of the International Power Electronics Conference (IPEC)*, páginas 1–6, 2005.
- [380] G. Feix, S. Dieckerhoff, J. Allmeling y J. Schonberger, “Simple methods to calculate IGBT and diode conduction and switching losses,” en *Proc. of the European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, páginas 1–8, 2009.
- [381] F. W. Fuchs, J. Schröder y B. Wittig, “State of the technology of power loss determination in power converters,” en *Proc. of the European Conference on Power Electronics and Applications (EPE ECCE Europe)*, páginas 1–10, 2013.
- [382] A. Patel, H. Chandwani, V. Patel y K. Patel, “Prediction of IGBT power losses and junction temperature in 160kW VVVF inverter drive,” *Journal of Electrical Engineering*, vol. 14, páginas 1–7, 2014.
- [383] D. Oustad, M. Ameziani, D. Lhotellier, S. Lefebvre y M. Petit, “Estimation of the losses in Si and SiC power modules for automotive applications,” en *Proc. of the International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM)*, páginas 1–8, 2017.
- [384] D. Oustad, S. Lefebvre, M. Petit, D. Lhotellier y M. Ameziani, “Comparison of modeling switching losses of an IGBT based on the datasheet and an experimentation,” en *Proc. of the European Conference on Power Electronics and Applications (EPE ECCE Europe)*, páginas 1–10, 2016.
- [385] R. Shafaei, M. A. Saket y M. Ordonez, “Thermal comparison of planar versus conventional transformers used in LLC resonant converters,” en *Proc.*

- of the *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, páginas 5081–5086, 2018.
- [386] Y. Shen, H. Wang, F. Blaabjerg, H. Zhao y T. Long, “Thermal modeling and design optimization of PCB vias and pads,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n^o 1, páginas 882–900, 2020.
- [387] L. Edmunds, “Heatsink characteristics,” International Rectifier Application Note AN-1057, Tech. Rep., 2004.
- [388] A. Bahman, K. Ma, P. Ghimire, F. Iannuzzo y F. Blaabjerg, “A 3-D lumped thermal network model for long-term load profiles analysis in high-power IGBT modules,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, n^o 3, páginas 1050–1063, 2016.
- [389] B. Gao *et al.*, “A temperature gradient-based potential defects identification method for IGBT module,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n^o 3, páginas 2227–2242, 2017.
- [390] H. B. Aissia, J. Jay, S. Xin y R. Knikker, “Thermal reduced order model for an electronic power module,” en *Proc. of the International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC)*, páginas 1–4, 2018.
- [391] O. Alavi, M. Abdollah y A. Hooshmand Viki, “Assessment of thermal network models for estimating IGBT junction temperature of a buck converter,” en *Proc. of the Power Electronic, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, páginas 102–107, 2017.
- [392] L. Chen, J. Wang, P. Lazari y X. Chen, “Optimizations of a permanent magnet machine targeting different driving cycles for electric vehicles,” en *Proc. of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, páginas 855–862, 2013.
- [393] M. Rasid, A. Ospina, K. Benkara y V. Lanfranchi, “A thermal study on small synchronous reluctance machine in automotive cycle,” en *Proc. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, páginas 134–140, 2016.
- [394] *ECE 15 + EUDC / NEDC*, DieselNet Std. <https://www.dieselnet.com/standards/cycles/ece-eudc.php>
- [395] *Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Cycle (WLTC)*, DieselNet Std. <https://www.dieselnet.com/standards/cycles/wltp.php>
- [396] E. G. Giakoumis y A. T. Zachiotis, “Comparative evaluation of eight le-

- gislated driving schedules in terms of cycle metrics and emissions from a diesel-powered turbocharged van,” *Transportation Research Part D: Transport and Environment*, vol. 58, páginas 139–154, 2018.
- [397] G. Pasaoglu, D. Fiorello, A. Martino, L. Zani, A. Zubaryeva y C. Thiel, “Travel patterns and the potential use of electric cars - results from a direct survey in six european countries,” *Technological Forecasting & Social Change*, vol. 87, páginas 51–59, 2014.
- [398] T. Gustafsson y A. Johansson, “Comparison between Battery Electric Vehicles and Internal Combustion Engine Vehicles fueled by Electrofuels,” Master’s thesis, Chalmers - University of Technology, 2015.
- [399] S. Shue y C. Pan, “Voltage-constraint-tracking-based field-weakening control of IPM synchronous motor drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n^o 1, páginas 340–347, 2008.