Universidad de Málaga

Escuela de Ingenierías Industriales

Departamento de Ingeniería Eléctrica

Área de Conocimiento de Ingeniería Eléctrica

Trabajo Fin de Grado

Estrategias de regulación predictivas adaptadas a las altas frecuencias de control de los accionamientos eléctricos hexafásicos

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial

Autor : Manuel Córdoba Ramos

Tutor : Dr. Ignacio González Prieto

Cotutor : D. Rafael Lara López

MÁLAGA, mayo de 2025

Resumen

Estrategias de regulación predictivas adaptadas a las altas frecuencias de control de los accionamientos eléctricos hexafásicos

Autor: Manuel Córdoba Ramos
Tutor: Dr. Ignacio González Prieto
Cotutor: D. Rafael Lara López
Departamento: Departamento de Ingeniería Eléctrica
Titulación: Grado en Ingeniería Electrónica Industrial
Palabras clave: accionamientos eléctricos multifásicos; acciones de control multivectoriales; control predictivo basado en modelo; tiempo muerto

El calentamiento global representa una de las principales amenazas para la sostenibilidad del planeta y de la sociedad humana, que en los últimos años se ha intensificado debido al aumento en la emisión de gases de efecto invernadero. Ante esta alarmante situación, numerosos países han firmado compromisos globales con el objetivo de reducir dichas emisiones. En este aspecto, el sector del transporte ofrece un amplio margen de mejora, y se prevé una transición hacia una movilidad más sostenible. En la electrificación de los medios de transporte, los accionamientos eléctricos multifásicos han emergido como una alternativa prometedora que ofrece una serie de ventajas sobre los sistemas trifásicos convencionales, como una mayor tolerancia a fallos y una eficiencia superior.

En la regulación de los accionamientos eléctricos multifásicos, se ha extendido el uso del control predictivo basado en modelo (MPC), debido a su simplicidad conceptual, flexi-

bilidad y buena respuesta dinámica. Además, el desarrollo de soluciones multivectoriales ha conseguido que el MPC obtenga una buena calidad de corrientes, logrando mitigar la principal limitación de su versión estándar. Sin embargo, el aumento de la frecuencia de control representa una de las principales debilidades de las técnicas multivectoriales, disminuyendo el rendimiento del accionamiento. Este hecho se debe a que un efecto no lineal del convertidor electrónico, el tiempo muerto, incrementa su influencia conforme lo hace la frecuencia, convirtiéndolo en un factor relevante a tener en cuenta en el diseño del control.

Este Trabajo Fin de Grado presenta un estudio de la influencia del tiempo muerto en el MPC, a partir del cual se desarrolla una técnica de regulación predictiva multivectorial para un accionamiento eléctrico hexafásico. El algoritmo de control propuesto incorpora un conocimiento adicional sobre el efecto del tiempo muerto, mejorando las prestaciones del accionamiento multifásico y abordando las limitaciones encontradas por los métodos de control existentes. La efectividad del método desarrollado se ha validado mediante simulaciones numéricas y ensayos en una bancada experimental, comparando su rendimiento con otro esquema multivectorial que no considera la influencia del tiempo muerto.

Abstract

Model predictive regulation strategies adapted to high-control frequencies of six-phase electric drives

Author: Manuel Córdoba Ramos
Supervisor: Dr. Ignacio González Prieto
Co-supervisor: D. Rafael Lara López
Department: Departamento de Ingeniería Eléctrica
Degree: Grado en Ingeniería Electrónica Industrial
Keywords: multiphase electric drives; multi-vector control actions; model predictive control; dead time

Global warming constitutes one of the main threats to the sustainability of the planet and human society. In recent years, this issue has intensified due to the increased emission of greenhouse gases. In response to this alarming situation, numerous countries have signed global agreements aimed at reducing such emissions. In this context, the transportation sector presents significant potential for improvement, and a transition towards more sustainable mobility is anticipated. In the electrification of transportation systems, multiphase electric drives have emerged as a promising alternative, offering several advantages over conventional three-phase systems, such as enhanced fault tolerance and higher efficiency.

In terms of multiphase electric drive regulation, Model Predictive Control (MPC) has gained traction thanks to its conceptual simplicity, flexibility, and fast dynamic reponse. Moreover, the development of multi-vector solutions has enabled MPC to achieve high current quality, thereby addressing the main limitation of its standard version. However, a higher control frequency remains one of the main drawbacks of multi-vector techniques,

as it may degrade the overall performance of the drive. This is mainly due to the nonlinear effect known as dead time in voltage source converter, whose influence increases with the frequency, making it an significant factor to consider in control design.

This Bachelor's Thesis presents a study on the influence of dead time in MPC, based on which a multi-vector predictive control technique is developed for a six-phase electric drive. The proposed control algorithm incorporates additional knowledge of the dead-time effect, enhancing the performance of the multiphase drive and addressing the limitations observed in existing control methods. The effectiveness of the developed method has been validated through through numerical simulations and experimental tests on a bench test, evaluating its performance against a multi-vector scheme that does not account for the dead-time effect.

Agradecimientos

Quiero comenzar agradeciendo a mis padres, Manuel y Resurrección, por ser mi mayor apoyo en cada etapa de mi vida desde que tengo uso de razón. Si he llegado hasta aquí es gracias a vosotros, que con vuestro esfuerzo habéis hecho lo posible para que yo solo tuviera que centrarme en cumplir mis sueños. Vuestro hijo está un paso más cerca de ser ingeniero, y vosotros tenéis parte de la culpa. No me olvido de mi ejemplo de constancia y superación, mi hermana Rocío. Lo tuyo va de mover pesas, y lo mio va de libros, pero el mensaje que me transmites es el mismo. Ir, ir, ir, y no parar hasta que lo consiga.

Gracias a Patricia, mi pilar fundamental en todo lo que hago. Solo tú sabes todo el trabajo que hay para llegar hasta aquí, porque me has acompañado durante todo este camino. Gracias por estar siempre a mi lado, sosteniéndome en los peores momentos y disfrutando conmigo de los mejores. Como la cosa de va de motores, podemos decir que tú eres el de mi vida, y en este caso, tú tampoco fallas nunca.

Tampoco me olvido de mis Clexos, que siempre son un refugio para desconectar. Gracias por mantenerlo todo intacto, aunque mis apariciones en los últimos años se hayan visto reducidas. Sois una parte importante en este proceso, porque no solo va de estudiar, también es necesario disfrutar, y eso a vuestro lado es fácil. También recuerdo a quienes comparten la mayoría de sus días conmigo: Pedro, Juanan y Pablo. Gracias por hacer más amenas las semanas y por darme esos ratitos de charla. En especial a ti, Pedro, con quien emprendí este camino y he tenido el privilegio de recorrer hasta el final.

Como no, a quienes han revisado todo este trabajo: mis tutores, Ignacio y Rafa. Gracias por vuestro tiempo y por ayudarme en todo lo que ha estado en vuestra mano. Por último pero no por ello menos importante, me gustaría agradecer al resto de compañeros del laboratorio: Mario, Juanjo, Juan, Pablo, Raúl, Ángel y Borja. Desde el primer día que llegué no he podido recibir un mejor trato. Habéis convertido el laboratorio en un lugar en el que me encanta estar, y no solo por todo lo que investigamos, sino por lo bien que me lo paso con vosotros. A vuestro lado no solo he aprendido de máquinas multifásicas, y aunque en eso sois los mejores, no es lo que más me ha sorprendido de este gran equipo. Pero esto es normal, no hay índices de impacto que evalúen lo buenas personas que sois.

Acrónimos

AC	*Alternative Current*
B2B	*Back-to-Back*
BJT	*Bipolar Junction Transistor*
CCS-MPC	*Continous-Control Set Model-Predictive Control*
CMNUC	Convenio Marco de las Naciones Unidas sobre el Cambio Climático
COP	Conferencia de las Partes
DC	*Direct Current*
DFT	*Discrete Fourier Transform*
DIE-MPC	*Dead-time Influence Estimation Model Predictive Control*
DRFOC	*Direct Rotor Field Oriented Control*
DSP	*Digital Signal Processor*
DTC	*Direct Torque Control*
EMI	*Electromagnetic Interference*
FCS-MPC	*Finite-Control Set Model-Predictive Control*
FEM	Fuerza Electromotriz
FFT	*Fast Fourier Transform*
FOC	*Field Oriented Control*
FPGA	*Field Programmable Gate Array*
GEI	Gases de Efecto Invernadero
HMS	*His/Her Majesty's Ship*
IA	Inteligencia Artificial
IDE	*Integrated Development Environment*
IEEE	*Institute of Electrical and Electronics Engineers*

IGBT	*Isulated Gate Bipolar Transistor*
IM	*Induction Machine*
IRFOC	*Indirect Rotor Field Oriented Control*
LV-MPC	*Large Vectors Model Predictive Control*
LVV-MPC	*Large Virtual Vectors Model Predictive Control*
MOSFET	*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect*
MPC	*Model Predictive Control*
OEW	*Open-End Winding*
OMS	Organización Mundial de la Salud
OSD	*One-Step Delay*
p2p	*peak to peak*
PI	Proporcional-Integral
PMSG	*Permanent Magnet Synchronous Generator*
PMSM	*Permanent Magnet Synchronous Motor*
ppm	partes por millón
PWM	*Pulse Width Modulation*
RFOC	*Rotor Field Oriented Control*
RMS	*Root Mean Square*
SCIM	*Squirrel Cage Induction Machine*
SIT	*Static Induction Transistor*
TFG	Trabajo Fin de Grado
THD	*Total Harmonic Distortion*
TV-MPC	*Triple Vector Model Predictive Control*
USS	*United States Ship*
VE	Vehículo Eléctrico
VSC	*Voltage Source Converter*
VSD	*Vector Space Decomposition*
VV-MPC	*Virtual Vector Model Predictive Control*
WBG	*Wide-Bandgap*

Índice

Página

Índice de Figuras xv

Índice de Tablas xix

1 Introducción 1
- 1.1. Antecedentes . . . 1
- 1.2. Objetivos . . . 4

2 Accionamientos eléctricos 7
- 2.1. Introducción . . . 8
- 2.2. Máquinas eléctricas . . . 9
  - 2.2.1. Máquinas eléctricas asíncronas . . . 10
  - 2.2.2. Máquinas eléctricas síncronas . . . 13
- 2.3. Convertidores electrónicos de potencia . . . 15
  - 2.3.1. Tecnologías de los transistores de potencia . . . 19
  - 2.3.2. Efectos adversos derivados del aumento de la frecuencia . . . 22
- 2.4. Sistemas de control . . . 25
- 2.5. Accionamientos eléctricos multifásicos . . . 26
  - 2.5.1. Máquinas eléctricas multifásicas . . . 27
  - 2.5.2. Convertidores electrónicos de potencia en accionamientos multifásicos . . . 31
- 2.6. Aplicaciones de los accionamientos eléctricos multifásicos . . . 33
  - 2.6.1. Vehículos eléctricos . . . 33

2.6.2. Propulsión eléctrica naval 35
2.6.3. Generación eólica 37

3 Modelado matemático de los accionamientos eléctricos 39
3.1. Introducción 40
3.2. Transformadas matemáticas de Clarke y Park 40
3.3. Modelado de la máquina eléctrica de inducción 44
3.4. Modelado del convertidor electrónico 46
3.4.1. Modelo ideal 46
3.4.2. Modelo con consideración del tiempo muerto 49
3.5. Caso hexafásico 52
3.5.1. Transformadas matemáticas en accionamientos multifásicos . 53
3.5.2. Modelado de la máquina eléctrica de inducción 55
3.5.3. Modelado del convertidor electrónico 57
3.5.4. Modelo en espacio de estados discretizado 61

4 Control de accionamientos multifásicos 65
4.1. Introducción 66
4.2. Clasificación de las estrategias de regulación 66
4.3. Control predictivo basado en modelo (MPC) 68
4.3.1. Principio de funcionamiento 68
4.3.2. Esquema de control 72
4.3.3. Control predictivo estándar 73
4.3.4. Control predictivo con acciones multivectoriales 74
4.4. Influencia del tiempo muerto en el control predictivo basado en modelo 79

5 Métodos con consideración del tiempo muerto 87
5.1. Introducción 88
5.2. Métodos existentes 88
5.3. Método propuesto **DIE-MPC** 90
5.3.1. Principio de funcionamiento 91
5.3.2. Esquema de control 93

6 Resultados de simulación 95

6.1. Introducción . . . 96
6.2. Simulador propuesto . . . 97
6.2.1. Máquina eléctrica . . . 97
6.2.2. Convertidor electrónico . . . 99
6.2.3. Sistema de control . . . 101
6.3. Métricas e índices de calidad . . . 104
6.4. Ensayos propuestos y resultados . . . 107

7 Resultados experimentales **121**
7.1. Introducción . . . 122
7.2. Descripción de la bancada . . . 122
7.2.1. Máquina eléctrica . . . 124
7.2.2. Convertidor electrónico . . . 124
7.2.3. Sistema de control . . . 126
7.3. Ensayos propuestos y resultados . . . 128

8 Conclusiones y líneas futuras de investigación **137**
8.1. Conclusiones . . . 137
8.2. Líneas futuras de investigación . . . 140

Bibliografía **143**

Apéndice A **161**

Índice de Figuras

Figura		Página
1.1.	Evolución de la temperatura media global en comparación con el promedio del periodo 1850-1900.	3
2.1.	Elementos básicos de un accionamiento eléctrico.	8
2.2.	Clasificación de las máquinas eléctricas rotativas en función de la corriente de alimentación.	10
2.3.	Principio de funcionamiento de una máquina asíncrona.	11
2.4.	Principio de funcionamiento de un motor síncrono.	14
2.5.	Tipos de máquinas síncronas de imanes permanentes.	15
2.6.	Modos de funcionamiento de los convertidores.	16
2.7.	Topología B2B alimentando un motor trifásico.	17
2.8.	Topologías de inversores para distintos niveles de tensión.	18
2.9.	Transistor MOSFET.	21
2.10.	Transistor IGBT.	21
2.11.	Tiempo muerto en el inversor.	24
2.12.	Ejemplos de unidades de control.	26
2.13.	Número de publicaciones acumuladas sobre máquinas multifásicas en IEEE.	27
2.14.	Distintas configuraciones espaciales de los devanados trifásicos para máquinas hexafásicas.	31
2.15.	Topologías de alimentación de convertidores trifásicos.	32
2.16.	Ejemplos de máquinas multifásicas en VE.	35
2.17.	Ejemplos de máquinas multifásicas en propulsión naval.	36

2.18. Ejemplo de máquina multifásica en generación eólica, *G10x* de 4.5 MW y 18 fases. 37

3.1. Variable eléctrica en el sistema de referencia estacionario a-b-c y α-β, Transformada de Clarke. 41
3.2. Variable eléctrica en el sistema de referencia d-q, Transformada de Park. . 43
3.3. Circuito equivalente en un sistema de referencia estacionario de una máquina asíncrona trifásica. 45
3.4. Convertidor trifásico de dos niveles. 46
3.5. Representación vectorial en el subespacio α-β de los estados de tensión disponibles en un convertidor trifásico de dos niveles. 48
3.6. Conmutación entre acciones de control en un convertidor trifásico de dos niveles. 51
3.7. Máquina de inducción hexafásica asimétrica alimentada por dos convertidores trifásicos de dos niveles. 52
3.8. Circuito equivalente en un sistema de referencia estacionario de una máquina asíncrona hexafásica con rotor en jaula de ardilla. 57
3.9. Representación vectorial de los estados de conmutación disponibles en una máquina de seis fases asimétrica alimentada por dos convertidores trifásicos de dos niveles. 59
3.10. Conmutación entre acciones de control en una máquina hexafásica alimentada por dos convertidores trifásicos de dos niveles. 60

4.1. Principio de funcionamiento del FCS-MPC. 70
4.2. Selección de las acciones de control en FCS-MPC con compensación del OSD. 71
4.3. Esquema de control FCS-MPC en un accionamiento eléctrico hexafásico. . . 72
4.4. Vector virtual de tensión resultante al combinar los estados de conmutación 52 y 38, despreciando el efecto del tiempo muerto. 76
4.5. Vector virtual de tensión largo resultante al combinar los estados de conmutación 52 y 54, despreciando el efecto del tiempo muerto. 77
4.6. Conjunto de acciones de control disponibles en TV-MPC, despreciando el efecto del tiempo muerto. 79

4.7. Efecto del tiempo muerto sobre distintos esquemas de control y su comparación con el caso ideal. . . . 80
4.8. Evolución del THD en los esquemas LV-MPC y TV-MPC para distintas frecuencias de control y duración del tiempo muerto. . . . 81
4.9. Tensión media resultante de la acción de control TV_7 aplicada a distintas frecuencias y en distintas condiciones, considerando el efecto del tiempo muerto. . . . 83
4.10. Evolución teórica de las corrientes x-y bajo la aplicación de la acción de control TV_7 y distintas condiciones. . . . 85

5.1. Solución empleada en métodos con modulación explícita. . . . 89
5.2. Vectores aplicados durante una acción de control TV-MPC. . . . 92
5.3. Diagrama de flujo del esquema DIE-MPC. . . . 93

6.1. Esquema completo del simulador de la bancada hexafásica de inducción. . . . 97
6.2. Bloque de la máquina de inducción hexafásica en el simulador. . . . 98
6.3. Implementación del bloque de la máquina de inducción hexafásica en el simulador. . . . 98
6.4. Bloque del convertidor en el simulador. . . . 100
6.5. Implementación del bloque del convertidor en el simulador. . . . 100
6.6. Modelado por fase del tiempo muerto del convertidor en el simulador. . . . 101
6.7. Bloque del sistema de control en el simulador. . . . 102
6.8. Resultados de simulación en el ensayo 1. . . . 109
6.9. Resultados de simulación en el ensayo 2. . . . 110
6.10. Resultados de simulación en el ensayo 3. . . . 111
6.11. Resultados de simulación en el ensayo 4. . . . 112
6.12. Resultados de simulación en el ensayo 5. . . . 113
6.13. Resultados de simulación en el ensayo 6. . . . 114
6.14. Superficies de simulación en un punto bajo de operación. . . . 117
6.15. Corte de la superficie de simulación en un punto bajo de operación para $t_d = 3\mu s$. . . . 118
6.16. Superficies de simulación en un punto alto de operación. . . . 119

6.17. Corte de la superficie de simulación en un punto alto de operación para $t_d = 3\mu s$. 119
6.18. Evolución del THD en los esquemas LV-MPC, TV-MPC y DIE-MPC para distintas frecuencias de control y duración del tiempo muerto. 120

7.1. Vista general de la bancada experimental empleada. 123
7.2. Máquina eléctrica hexafásica de inducción empleada. 124
7.3. Módulos de convertidores electrónicos Semikron empleados. 125
7.4. Sistema de control de la bancada experimental. 126
7.5. Resultados experimentales en el ensayo 1. 129
7.6. Resultados experimentales en el ensayo 2. 130
7.7. Resultados experimentales en el ensayo 3. 131
7.8. Resultados experimentales en el ensayo 4. 132
7.9. Superficies experimentales variando frecuencia de control (f_c) y velocidad (ω_m). 134

1. Diagrama de flujo para determinar S_{dt}. 162
2. Mapa de Karnaugh de la función *DeadVectorIndex*. 162

Índice de Tablas

Tabla **Página**

6.1. Parámetros de la máquina eléctrica hexafásica simulada. 99
6.2. Ensayos propuestos en simulación. 107
6.3. Métricas de simulación en el ensayo 1. 109
6.4. Métricas de simulación en el ensayo 2. 110
6.5. Métricas de simulación en el ensayo 3. 111
6.6. Métricas de simulación en el ensayo 4. 112
6.7. Métricas de simulación en el ensayo 5. 113
6.8. Métricas de simulación en el ensayo 6. 114

7.1. Parámetros de la máquina eléctrica hexafásica ensayada experimentalmente. 124
7.2. Parámetros del inversor empleado en la bancada experimental. 126
7.3. Ensayos propuestos en la bancada experimental. 128
7.4. Métricas experimentales en el ensayo 1. 129
7.5. Métricas experimentales en el ensayo 2. 130
7.6. Métricas experimentales en el ensayo 3. 131
7.7. Métricas experimentales en el ensayo 4. 132

CAPÍTULO 1

Introducción

Contenido

1.1. Antecedentes 1
1.2. Objetivos 4

1.1. Antecedentes

El calentamiento global, impulsado principalmente por las emisiones de gases de efecto invernadero (GEI) como el dióxido de carbono (CO_2), constituye una de las mayores amenazas para la sostenibilidad del planeta y de la sociedad humana [1]. Desde la era preindustrial, la concentración atmosférica de CO_2 ha aumentado desde 278 partes por millón (ppm) a 420 ppm en la actualidad, produciendo un incremento de la temperatura media terrestre [2]. La Organización Mundial de la Salud (OMS) advierte que el cambio climático contribuye al incremento de emergencias humanitarias provocadas por fenómenos meteorológicos extremos —como olas de calor, incendios forestales, inundaciones y tormentas—, cuya frecuencia e intensidad han aumentado significativamente.

Estos eventos son muy perjudiciales, pues impactan directamente sobre la biodiversidad, la seguridad alimentaria, la disponibilidad de agua y la salud pública [3].

Con el objetivo de establecer compromisos globales que permitan enfrentar el cambio climático, se celebra anualmente la Conferencia de las Partes (COP), una cumbre internacional en el contexto del Convenio Marco de las Naciones Unidas sobre el Cambio Climático (CMNUCC) [4]. En la COP21, celebrada en París en 2015, se adoptó el *Acuerdo de París*, mediante el cual los países se comprometieron a limitar el calentamiento global a menos de 2°C, con un objetivo ideal de mantenerlo por debajo de 1.5°C en relación con los niveles preindustriales [5]. La COP28, celebrada en Dubái en 2023, enfatizó la urgencia de acelerar la transición energética global y reforzar las acciones para la reducción de emisiones de GEI. En este contexto, se planteó como meta la eliminación gradual de los combustibles fósiles, así como triplicar la capacidad instalada de energías renovables para el año 2030 [6]. En la última edición celebrada en Bakú en 2024, la COP29 logró avances significativos en materia de financiación para la acción climática. No obstante, se destacó que persisten desafíos importantes para alcanzar los compromisos ambiciosos establecidos en conferencias previas [7].

A pesar de las medidas acordadas en las COP, la temperatura global continúa en ascenso, evidenciando la gravedad del problema a nivel mundial. La Figura 1.1 muestra la evolución de la temperatura media global hasta el año 2024 (proporcionada por seis fuentes de datos distintas), en comparación con el promedio del periodo 1850–1900. En 2024, la temperatura media de la superficie terrestre se situó 1.55°C por encima de los niveles preindustriales, superando así el umbral de 1.5°C establecido en el *Acuerdo de París* [8]. Este hecho pone de manifiesto que las medidas actuales para mitigar el cambio climático resultan insuficientes.

Una de las áreas con mayor potencial de mejora es el sector del transporte, reconocido por su elevada demanda energética y por ser responsable de aproximadamente el 20 % de las emisiones globales de GEI [9]. En este contexto, se prevé una transición hacia sistemas de transporte más sostenibles, con el objetivo de reducir hasta en un 90 % las emisiones generadas por dicho sector en la actualidad [10].

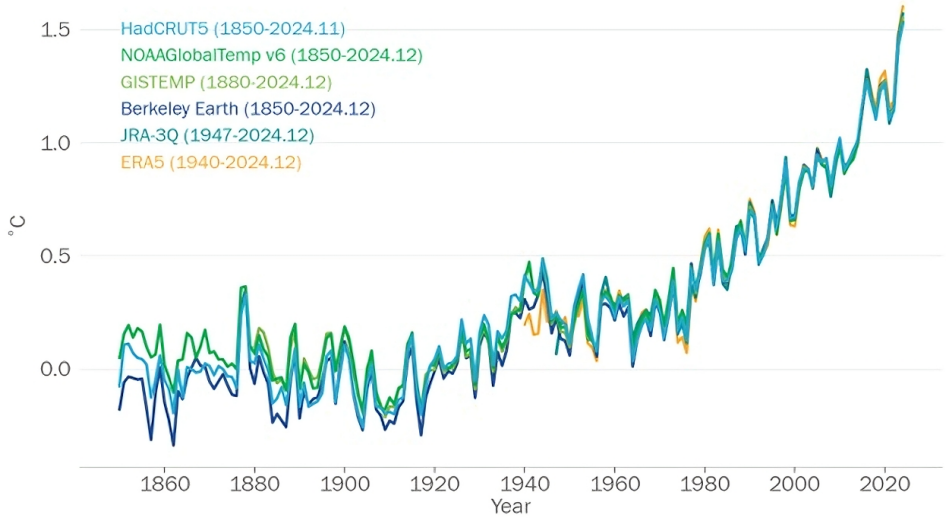


Figura 1.1: Evolución de la temperatura media global en comparación con el promedio del periodo 1850-1900. *Fuente: [8].*

Los accionamientos eléctricos representan una parte fundamental en la transición hacia la la movilidad eléctrica, donde se requieren sistemas con elevada potencia, eficiencia y fiabilidad [11]. La mejora de las prestaciones de estos sistemas se ha abordado de distintas formas, tales como el empleo de nuevas tecnologías en los convertidores de potencia, el desarrollo de novedosas técnicas de regulación o la optimización en el diseño de las máquinas eléctricas [12]. En este aspecto, las máquinas eléctricas multifásicas[1] han adquirido una notable relevancia, debido a las ventajas que ofrecen en comparación con las máquinas trifásicas convencionales. Entre sus principales beneficios destacan una mayor tolerancia a fallos, una mejor densidad de potencia por fase y una eficiencia superior [13].

El aprovechamiento de las ventajas asociadas a los accionamientos eléctricos multifásicos conlleva un aumento en la complejidad del control, debido a la necesidad de gestionar los grados de libertad adicionales que aparecen al incrementar el número de fases [14]. Durante la última década, el control predictivo finito basado en modelo (FCS-MPC, por sus siglas en inglés, *Finite-Control Set Model-Predictive Control*) se ha consolidado como una alternativa interesante para el control de estos sistemas [15]. Esta técnica de regulación se basa en el uso de un modelo discretizado de la máqui-

[1] Una máquina eléctrica multifásica es aquella que presenta más de tres fases en su estátor.

na que permite predecir su comportamiento futuro ante distintas señales de entrada. Entre sus beneficios destaca la flexibilidad para elegir los objetivos del control, una respuesta dinámica rápida y un buen aprovechamiento del bus de continua. No obstante, el FCS-MPC basado en la aplicación de un único estado de conmutación por periodo de control, conocido como predictivo estándar, presenta una baja calidad de corrientes cuando el plano secundario presenta una baja impedancia equivalente del estátor y los periodos de control son elevados [16].

Con el propósito de mejorar la calidad de las corrientes del esquema FCS-MPC, se han desarrollado las denominadas técnicas multivectoriales, basadas en la aplicación de varios estados de conmutación dentro de un mismo periodo de control. De este modo, mediante la correcta selección de dichos estados y su aplicación en proporciones adecuadas, es posible generar vectores virtuales de tensión [17]. El progreso en estas técnicas ha permitido mejorar significativamente la calidad de las corrientes, llegando incluso a superar a esquemas de control que emplean una etapa de modulación [14].

En el control predictivo estándar, un aumento en la frecuencia de control conlleva una mejora en las prestaciones del accionamiento eléctrico. Por tanto, sería razonable esperar que los esquemas multivectoriales exhiban un comportamiento similar. Sin embargo, la combinación de un incremento en la frecuencia de control junto con la utilización de vectores virtuales de tensión produce un efecto contrario, resultando en un deterioro del rendimiento del accionamiento [18]. Este hecho se atribuye a que los efectos no lineales del convertidor, que pueden resultar despreciables a bajas frecuencias de control, adquieren una mayor influencia cuando el periodo de control se reduce [19].

La motivación principal de este Trabajo Fin de Grado (TFG) radica en la necesidad de mejorar las prestaciones de los esquemas predictivos multivectoriales cuando operan a altas frecuencias de control. Actualmente, dichos esquemas presentan limitaciones que deben ser abordadas para poder aprovechar su potencial.

1.2. Objetivos

El objetivo principal de este TFG es desarrollar una técnica de regulación predictiva multivectorial que considere los efectos y limitaciones derivados del aumento de la frecuencia de control. El estudio se centrará en un accionamiento eléctrico hexafásico, constituido por una máquina de inducción y un convertidor electrónico de potencia con-

formado por transistores bipolares de puerta aislada de silicio. El método de control propuesto permitirá incrementar la frecuencia de control, mejorando las prestaciones del accionamiento multifásico considerado. A continuación, se exponen otros objetivos que serán abordados en la realización de este TFG:

- Revisión del estado del arte de los accionamientos eléctricos multifásicos, con especial énfasis en el control predictivo y en los efectos no lineales que se producen en el convertidor electrónico de potencia al aumentar la frecuencia de control.

- Desarrollar un modelo matemático del convertidor que considere los efectos no lineales con mayor influencia en el rendimiento del accionamiento eléctrico.

- Estudiar el impacto del incremento de la frecuencia de control en los esquemas predictivos, con el fin de establecer las bases teóricas necesarias para el desarrollo del método de control propuesto.

- Crear un simulador de un accionamiento eléctrico hexafásico que considere la aparición de no linealidades en el convertidor.

- Realizar simulaciones numéricas del control del accionamiento eléctrico utilizando la técnica de regulación predictiva propuesta, así como empleando otro esquema de control multivectorial que será utilizado como referencia.

- Desarrollar e integrar ambos métodos de control —el propuesto y el de referencia— en un sistema experimental real. Para ello, será necesario adquirir los conocimientos técnicos necesarios para operar adecuadamente la bancada experimental, garantizando en todo momento el cumplimiento de las normas de seguridad. Los algoritmos de control serán programados en lenguaje C y ejecutados en tiempo real en un procesador digital de señales.

- Analizar los resultados obtenidos tanto en las simulaciones como en los ensayos experimentales, utilizando métricas e índices de calidad relevantes. Este análisis permitirá comparar el rendimiento del método propuesto respecto al esquema de referencia, con el fin de validar su funcionamiento y justificar las mejoras alcanzadas.

- Redacción de la memoria y desarrollo del material adicional necesario para realizar la defensa del trabajo.

CAPÍTULO 2

Accionamientos eléctricos

Contenido

2.1. Introducción 8
2.2. Máquinas eléctricas 9
2.2.1. Máquinas eléctricas asíncronas 10
2.2.2. Máquinas eléctricas síncronas 13
2.3. Convertidores electrónicos de potencia 15
2.3.1. Tecnologías de los transistores de potencia 19
2.3.2. Efectos adversos derivados del aumento de la frecuencia 22
2.4. Sistemas de control 25
2.5. Accionamientos eléctricos multifásicos 26
2.5.1. Máquinas eléctricas multifásicas 27
2.5.2. Convertidores electrónicos de potencia en accionamientos multifásicos 31
2.6. Aplicaciones de los accionamientos eléctricos multifásicos 33
2.6.1. Vehículos eléctricos 33
2.6.2. Propulsión eléctrica naval 35
2.6.3. Generación eólica 37

2.1. Introducción

Un accionamiento eléctrico se define como un sistema capaz de convertir energía eléctrica en energía mecánica o viceversa, de forma controlada [20]. Los elementos principales que lo componen son la máquina eléctrica, el convertidor electrónico de potencia y el sistema de control. En la Figura 2.1 aparecen los elementos mencionados. La relación entre ellos se puede resumir de la siguiente forma:

- La máquina eléctrica, alimentada por el convertidor electrónico, realiza la conversión electromecánica de energía.
- El convertidor electrónico de potencia es gobernado por el sistema de control y actúa sobre la máquina eléctrica.
- El sistema de control es el encargado de recibir las variables a controlar de la máquina eléctrica parar generar las acciones de control que se mandan al convertidor.

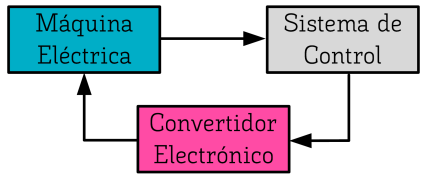


Figura 2.1: Elementos básicos de un accionamiento eléctrico. *Fuente: Elaboración propia.*

En el presente TFG se hace énfasis en los accionamientos eléctricos multifásicos, sin embargo, en las siguientes secciones se introducen los componentes principales de los accionamientos convencionales (usualmente trifásicos), por ser los multifásicos una extensión de estos. Al final del capítulo se presentan los accionamientos multifásicos y sus aplicaciones en la actualidad.

2.2. Máquinas eléctricas

Las máquinas eléctricas son el resultado de la aplicación de los principios básicos del electromagnetismo y en particular la ley de inducción electromagnética, enunciada por Michael Faraday en 1831 y considerada el punto de partida para el estudio de las máquinas eléctricas [21]. Estas tienen la capacidad de convertir energía de una forma a otra, siendo al menos una de ellas de tipo eléctrico.

Dependiendo del tipo de conversión energética que realizan, las máquinas eléctricas atienden a una primera clasificación: generador (mecánica-eléctrica), motor (eléctrica-mecánica) y transformador (eléctrica-eléctrica). Los generadores y motores son máquinas caracterizadas por su capacidad de movimiento y son denominadas como máquinas eléctricas rotativas, constituyendo un elemento fundamental de un accionamiento eléctrico. Como cualquier máquina eléctrica, son capaces de convertir energía en ambos sentidos de acuerdo con el principio de reversibilidad, es decir, la misma máquina puede funcionar como motor o como generador [22].

Independientemente del tipo de máquina eléctrica rotativa, estas se componen de dos partes fundamentales: una parte fija y otra giratoria. La parte fija de forma típicamente cilíndrica se denomina estátor y en su cavidad alberga el rotor, que representa la parte móvil. Entre ambos elementos hay un espacio de aire denominado entrehierro, necesario para que pueda girar la máquina y en el que se manifiesta el campo magnético que acopla los sistemas mecánico y eléctrico.

Las máquinas eléctricas rotativas se pueden clasificar acorde a distintos criterios, por ejemplo, según el tipo de corriente que las alimenta (Figura 2.2).

En este trabajo, las máquinas eléctricas alimentadas por corriente alterna (AC, por sus siglas en inglés, *Alternative Current*) representan una parte fundamental por ser las empleadas en los accionamientos eléctricos multifásicos. Por lo tanto, a continuación se detallan los principios físicos que explican el funcionamiento de la máquina asíncrona y de la máquina síncrona.

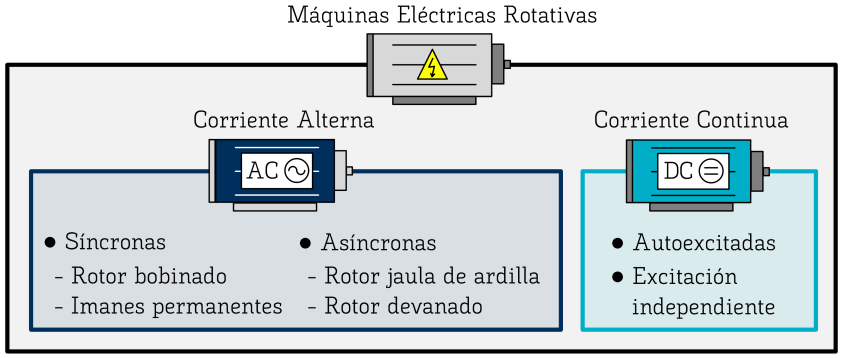


Figura 2.2: Clasificación de las máquinas eléctricas rotativas en función de la corriente de alimentación. *Fuente: Elaboración propia.*

2.2.1. Máquinas eléctricas asíncronas

Las máquinas asíncronas -conocidas también como máquinas de inducción- representan un papel muy importante en la actualidad siendo elegidas en el 80% de las aplicaciones industriales que requieren el uso de un motor eléctrico. Su funcionamiento se basa en el concepto de campo magnético giratorio y fue desarrollado en el año 1888 por dos científicos de forma paralela: Galileo Ferraris en Italia y Nikola Tesla en Estados Unidos. Ambos producían el campo magnético giratorio a partir de un sistema bifásico, sin embargo, el modelo desarrollado por Tesla obtenía mejores prestaciones -mayor potencia- debido al uso de devanados concentrados tanto en el estátor como el rotor. El motor desarrollado por Tesla generó un gran interés comercial, ocasionando que G. Westinghouse adquiriera su patente en 1890 para comenzar a producirlo en sus fábricas [21].

El mismo año que comenzó la producción del motor asíncrono bifásico, el ingeniero de la compañía alemana AEG (Compañía General de Electricidad, en alemán) Dolivo Dobrowolsky desarrolló el motor asíncrono trifásico que sentó las bases del modelo que comenzaría a ser ampliamente utilizado años más tarde. Este invento propició que el sistema trifásico europeo sustituyera al sistema bifásico americano a principios del sigo XX, manteniéndose implementado hasta la actualidad.

Un aspecto diferenciador de esta máquina es que por su rotor circula una corriente debida a la fuerza electromotriz (FEM) inducida por el flujo del estátor, siendo este el motivo de que se conozca como máquina de inducción. Su otro nombre -máquina

asíncrona- se debe a que la velocidad de giro del rotor (n) es distinta a la velocidad de giro de sincronismo (n_1) impuesta por la frecuencia de la red, a la que gira el campo magnético.

Los principios físicos que explican su funcionamiento se detallan para su régimen en modo motor, por ser usualmente empleado en las máquinas de inducción [21]. La Figura 2.3 muestra de forma resumida el proceso descrito a continuación.

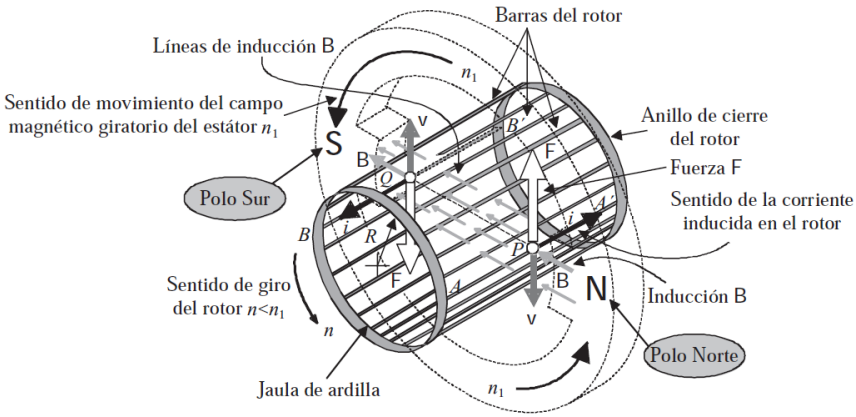


Figura 2.3: Principio de funcionamiento de una máquina asíncrona. *Fuente: [21].*

El estátor de la máquina (constituido por p pares de polos) se alimenta con una red trifásica de frecuencia f_1 que genera en el entrehierro un campo magnético que gira a la velocidad de sincronismo n_1:

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p} \; [rpm] \tag{2.1}$$

Este campo magnético giratorio produce en los conductores del rotor una FEM que depende del valor del campo magnético $\mathbf{B}$, de la longitud del conductor $\mathbf{L}$ y de la velocidad relativa $\mathbf{v}$ entre el conductor y el campo magnético. Su valor se puede obtener a partir de la ley de Faraday:

$$e = \int (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) d\mathbf{l} = (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot \mathbf{L} \tag{2.2}$$

Los conductores del rotor forman un circuito cerrado, lo que permite que la FEM inducida genere corrientes que circulan a través de ellos. Cuando una corriente fluye por

un conductor que se encuentra dentro de un campo magnético, se produce una fuerza de reacción correspondiente. Esta fuerza puede determinarse aplicando la ley de Laplace (2.3), donde i representa la corriente, $\mathbf{L}$ la longitud del conductor (con misma dirección y sentido que la corriente) y $\mathbf{B}$ el campo magnético.

$$\mathbf{F} = \int i(d\mathbf{l} \times \mathbf{B}) = i(\mathbf{L} \times \mathbf{B}) \tag{2.3}$$

Los conductores del rotor se encuentran a una distancia R del eje de giro, por lo tanto, la fuerza F que aparece sobre cada uno de ellos contribuirá al par electromagnético total de la máquina. Debe considerarse que cuanto menor sea la velocidad relativa $\mathbf{v}$ menor será la FEM inducida y consecuentemente menor será la corriente del rotor y por lo tanto el par electromagnético. Así, el límite teórico de velocidad de giro del rotor (n) está impuesto por la velocidad de sincronismo (n_1). En dicho límite no se induciría FEM por no existir movimiento relativo entre el campo magnético y el rotor, por ende, el rotor girará a una velocidad inferior a la de sincronismo ($n < n_1$). La relación entre ambos valores se conoce como deslizamiento s (2.4) y suele estar comprendido entre el 3% y 8% en los motores industriales que trabajan a plena carga [21].

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \tag{2.4}$$

Los motores de inducción han adquirido una gran importancia gracias a su construcción simple y robusta que le otorga una gran fiabilidad en condiciones adversas de funcionamiento. Todo ello con un bajo mantenimiento, en especial, el que cuenta con rotor en jaula de ardilla (SCIM, por sus siglas en inglés, *Squirrel Cage Induction Machine*) que gracias a la eliminación de elementos mecánicos reduce las posibilidades de fallo e incluso mejora su eficiencia.

Históricamente, el inconveniente que han presentado los motores asíncronos ha sido la regulación de su velocidad para aplicaciones en las que la velocidad empleada no es constante. Por este motivo, eran sustituidos por motores de corriente continua (DC, por sus siglas en inglés, *Direct Current*), cuya regulación es más sencilla. Sin embargo, esta tendencia cambió a finales del siglo XX gracias a los grandes avances en la electrónica de potencia, como el desarrollo de cicloconvertidores e inversores o la inclusión de microprocesadores en los esquemas de control, entre otros. Esta evolución tecnológica ligada al empleo de nuevos métodos de control permitió regular su velocidad de manera

eficiente, extendiendo su campo de aplicación y sustituyendo en ocasiones al motor DC. En consecuencia, se puede concluir que la máquina de inducción domina en la actualidad el campo de los accionamientos eléctricos. Este hecho se evidencia en que alrededor de un tercio de la energía eléctrica generada se transforma en energía mecánica mediante motores de este tipo [23].

2.2.2. Máquinas eléctricas síncronas

Las máquinas síncronas son aquellas en las que la velocidad de giro del rotor en estado estacionario coincide con la velocidad de sincronismo, es decir, la velocidad del campo magnético giratorio generado por el estátor. Esta velocidad depende de la frecuencia de alimentación y del número de pares de polos de la máquina, y puede ser obtenida mediante la expresión (2.1). Dicha expresión es idéntica a la empleada para máquinas asíncronas, debido a que el estátor de ambas máquinas puede tener la misma topología [20].

Este tipo de máquinas eléctricas también obedecen al principio de reversibilidad, teniendo la capacidad de funcionar en régimen motor o generador. Históricamente han sido empleadas como generadores en centrales eléctricas. Sin embargo, en los últimos años esta tendencia está cambiando y su campo de aplicación se está extendiendo. Por ejemplo, los motores síncronos de imanes permanentes (PMSM, por sus siglas en inglés, *Permanent Magnet Synchronous Motor*) son una opción interesante para la propulsión de vehículos eléctricos por su elevada densidad de potencia y alta eficiencia [24, 25].

Una ventaja del motor síncrono frente al motor asíncrono es la capacidad de poder regular su factor de potencia (fdp)[1], pudiendo incluso generar energía reactiva. A este modo de funcionamiento se le conoce como condensador síncrono y resulta de gran importancia en aplicaciones industriales, al evitar tener que emplear grupos de condensadores para compensar la potencia reactiva de una instalación eléctrica [21].

Con el propósito de presentar el concepto fundamental del funcionamiento de una máquina síncrona, se expondrá el caso de una máquina de dos polos operando en modo motor, mostrada en la Figura 2.4.

[1] Se define el factor de potencia como el cociente entre la potencia activa y la potencia aparente.

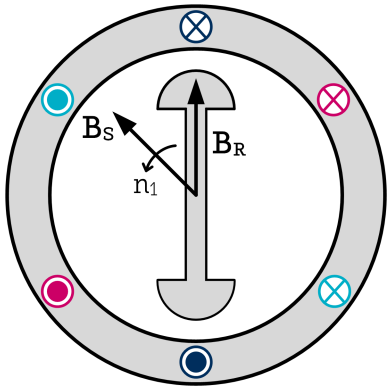


Figura 2.4: Principio de funcionamiento de un motor síncrono. *Fuente: Elaboración propia.*

El estátor, alimentado por un sistema trifásico, produce un campo magnético giratorio $\mathbf{B_S}$ de velocidad n_1. Por otro lado, en el rotor existe un campo magnético $\mathbf{B_R}$ que puede ser generado de distintas formas, tal y como se detalla más adelante. Así, en la máquina existen dos campos magnéticos, y el del rotor tenderá a alinearse con el del estátor, al igual que dos imanes tratarían de alinearse. Debido a que el campo magnético del estátor está girando, el campo magnético del rotor –y el propio rotor– también lo hará para tratar de alcanzarlo [22]. Cabe resaltar que estas máquinas pueden mantener una velocidad constante sin importar el par de carga, siempre y cuando se encuentre dentro de los límites de funcionamiento.

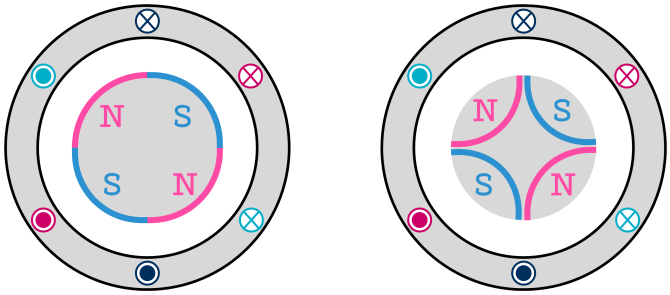
El campo magnético del rotor puede crearse de distintas formas, dando lugar a distintos tipos de máquinas síncronas:

- **Rotor bobinado:** el campo magnético se genera a partir de una serie de bobinas empleadas a modo de electroimán[2]. Respecto a la disposición de las bobinas en el rotor, existen dos posibilidades: rotor de polos salientes y rotor de polos lisos.

- **Imanes permanentes:** el flujo magnético rotórico es producido por una serie de imanes –usualmente de ferrita o tierras raras– alojados en el rotor. Como resultado, elimina la necesidad de disponer un devanado en el rotor, obteniendo una alta densidad de potencia al mismo tiempo que disminuye el tamaño y el peso de la máquina. Dependiendo de la posición de los imanes en el rotor, las máquinas de

[2] Devanado excitado mediante corriente continua que tiene la capacidad de producir un campo magnético.

imanes permanentes pueden clasificarse en: imanes montados en la superficie e imanes insertados en el interior del rotor, ambos mostrados en la Figura 2.5.



a) b)

Figura 2.5: Tipos de máquinas síncronas de imanes permanentes. a) Imanes montados en la superficie. b) Imanes insertados en el rotor. *Fuente: Elaboración propia.*

En resumen, la máquina síncrona es uno de los dispositivos de conversión electromecánica más importantes, representando un papel importante tanto en la producción de energía eléctrica como en algunas aplicaciones de accionamientos eléctricos [26]. Dentro de estas máquinas, destaca el papel de las PMSM, las cuales han ampliado su campo de aplicación y son consideradas como una opción atractiva debido a su alto rendimiento. Este crecimiento se debe a las nuevas necesidades que deben ser satisfechas en la actualidad, tales como la capacidad de proporcionar un alto par y operar en un amplio rango de operación, junto con los avances en materiales electromagnéticos, el diseño asistido por ordenador, las técnicas de control y la electrónica de potencia [27].

2.3. Convertidores electrónicos de potencia

En la actualidad, el control de los accionamientos eléctricos está estrechamente vinculado con la electrónica de potencia [28]. Destaca el papel del convertidor fuente de tensión (VSC, por sus siglas en inglés, *Voltage Source Converter*), considerado el actuador del accionamiento eléctrico y empleado para adecuar las señales de entrada a la máquina eléctrica. Dependiendo de las señales de entrada/salida pueden existir distintos tipos [20], ver Figura 2.6.

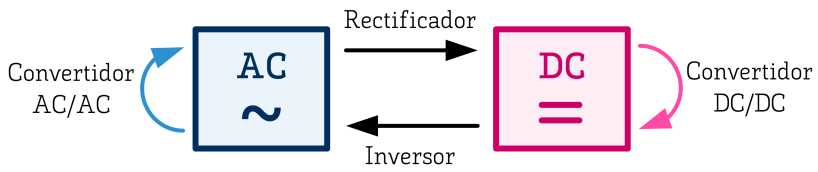


Figura 2.6: Modos de funcionamiento de los convertidores. *Fuente: Elaboración propia.*

- **Convertidores DC/AC:** este tipo de convertidor realiza una transformación de corriente continua a corriente alterna. Conocidos como inversores, realizan la conversión mediante la conmutación adecuada de los dispositivos semiconductores que lo componen. Dicha conmutación se gestiona usualmente empleando técnicas como la modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés, *Pulse Width Modulation*) [3].

- **Convertidores AC/DC:** estos convertidores reciben el nombre de rectificadores y realizan una conversión de corriente alterna a corriente continua. Entre los distintos tipos existentes, destacan los rectificadores no controlados que emplean diodos, por su funcionamiento simple a un precio económico [30].

- **Convertidores DC/DC:** generalmente reciben el nombre de *choppers* y permiten convertir una señal de corriente continua en otra señal de la misma naturaleza y distinta magnitud. Si el convertidor tiene la capacidad de disminuir la magnitud, se denomina convertidor reductor (*buck converter*). En el caso contrario, se designa convertidor elevador (*boost converter*). Sin embargo, estas características no son excluyentes, ya que existe una topología capaz de realizar ambas funciones y recibe el nombre de convertidor reductor-elevador (*buck-boost*) [31].

- **Convertidores AC/AC:** conocidos usualmente como cicloconvertidores, este tipo de dispositivos realizan una conversión de corriente alterna a otra señal del mismo carácter pero con diferentes parámetros, tales como la frecuencia o el valor eficaz [20].

[3] Técnica de modulación que permite obtener una señal próxima a una senoide con amplitud y frecuencia variable mediante la determinación del ancho de los pulsos suministrados a los dispositivos electrónicos del convertidor [29].

En los accionamientos eléctricos destaca el uso de los rectificadores (AC/DC) e inversores (DC/AC). Este hecho se debe a que en la mayoría de los casos la fuente de energía eléctrica presenta unos valores de frecuencia, amplitud y número de fases distintos a los requeridos por la máquina eléctrica. En la actualidad se ha extendido el uso de la topología *back-to-back* (B2B), formada por dos etapas, usualmente un rectificador no controlado y un inversor, acoplados eléctricamente mediante un bus de corriente continua (*dc-link*) [32]. En la Figura 2.7 aparece representado un esquema B2B alimentando un motor trifásico.

En el sistema descrito, gracias a la unión en corriente continua se consigue desacoplar la máquina de la red, controlando el flujo de potencia activa y reactiva [33]. Además, es posible obtener otras ventajas complementarias, como la reducción de emisiones de interferencias electromagnéticas (EMI, por sus siglas en inglés, *Electromagnetic Interference*) [34].

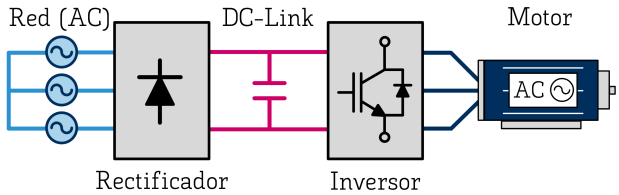


Figura 2.7: Topología B2B alimentando un motor trifásico. *Fuente: Elaboración propia.*

Independientemente de la procedencia de la tensión continua que alimenta al *dc-link* (rectificador, fuente de tensión, batería, ...), el elemento encargado de adecuar la señal a la máquina eléctrica a partir de un valor continuo de voltaje es el inversor. Por esta razón, se detallarán las topologías de inversores más utilizadas, así como las tecnologías que emplean en sus transistores. Desde el punto de vista del número de niveles de tensión que presentan se puede realizar una primera clasificación:

- **Inversores de dos niveles:** el inversor trifásico de dos niveles está compuesto por seis interruptores, divididos en tres ramas en las que se colocan en parejas. Usualmente, como interruptores se utilizan transistores de potencia IGBTs (*Isulated Gate Bipolar Transistors*) o MOSFETs (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect), con un diodo en antiparalelo, conocido como diodo de libre circulación o *freewheeling diode* [35]. Su topología (ver Figura 2.8a)) le permite establecer un

nivel alto o bajo -de ahí su nombre, pues tienen dos posibles niveles- en cada una de sus ramas, consiguiendo obtener la señal deseada en la salida a partir de una correcta conmutación de sus interruptores. Desde una perspectiva industrial, este tipo de convertidores representan una opción ampliamente empleada, especialmente para alimentar motores AC trifásicos en aplicaciones de baja potencia [36].

- **Inversores multinivel:** hacen referencia a todos aquellos inversores que disponen de más de dos niveles de tensión. A medida que se incrementa el número de niveles, la forma de onda en la salida presenta un mayor número de escalones, generando una señal en forma de escalera que se aproxima cada vez más a la forma de onda deseada. De esta manera, se logra una reducción en la distorsión armónica de la señal de salida, la cual tiende a cero conforme aumenta el número de niveles [37]. Si bien el incremento en los niveles de tensión permite una mejora en la calidad de la señal de salida, también conlleva un aumento en el número de semiconductores necesarios para la construcción del inversor, lo cual, a la postre, eleva la complejidad de su control [38]. En la Figura 2.8b) aparece un inversor multinivel de tres niveles. Comparándolo con un inversor de dos niveles (Figura 2.8a)) se observa como la obtención de un nivel de tensión adicional conlleva la utilización del doble de transistores.

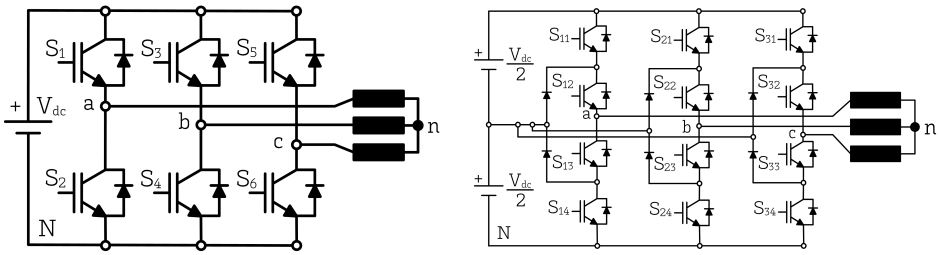


Figura 2.8: Topologías de inversores para distintos niveles de tensión. a) 2 niveles. b) 3 niveles. *Fuente*: *Elaboración propia.*

2.3.1. Tecnologías de los transistores de potencia

El componente que funciona como interruptor estático controlado en el inversor es el transistor de potencia. Estos dispositivos destacan por su capacidad de regulación en el encendido y el apagado. Además, cuentan con una alta velocidad de conmutación, lo que los hace ideales para su uso en aplicaciones de baja y media potencia. Los transistores de potencia se pueden clasificar en cinco categorías [37]:

1. Transistores bipolares de unión (BJT).
2. Transistores de efecto de campo de metal óxido semiconductor (MOSFET).
3. Transistores de inducción estática (SIT).
4. Transistores bipolares de puerta aislada (IGBT).
5. COOLMOS.

Entre los distintos tipos existentes, tanto MOSFET como IGBT han ganado relevancia en el ámbito de la investigación [39] y son los más empleados para el control de motores eléctricos, debido a su eficiencia, velocidad de conmutación y capacidad para manejar cargas considerables [40]. A continuación, se describen las características y los principales campos de aplicación de cada uno:

- **MOSFET**: transistor controlado por voltaje con una impedancia de entrada muy alta, la cual le permite consumir una corriente mínima. Está compuesto por tres terminales (ver Figura 2.9): drenador (*drain*), puerta (*gate*) y fuente (*source*). A partir de la tensión aplicada en su puerta, se genera un campo eléctrico que regula la corriente entre el drenador y la fuente [20]. Su tiempo de conmutación reducido (del orden de nanosegundos) le permite una elevada velocidad de conmutación, lo cual le convierte en una opción interesante en aplicaciones de baja potencia y alta frecuencia ($\approx$ 100 kHz) [37]. Las distintas tecnologías empleadas para su fabricación son las siguientes:
    - **Si-MOSFET**: utilizan silicio (Si) como material semiconductor principal. Son ampliamente utilizados debido a su facilidad de fabricación, permitiendo una buena disponibilidad a un precio relativamente bajo [41].

  - **SiC-MOSFET**: emplean carburo de silicio (SiC) en su fabricación. La utilización de este material semiconductor de banda prohibida ancha (WBG, por sus siglas en inglés, *Wide-Bandgap*) permite obtener mejores prestaciones que los convencionales que emplean silicio. Destaca una mayor eficiencia y la posibilidad de trabajar a temperaturas y voltajes superiores [42]. Con el lanzamiento del Model 3 en 2018, Tesla fue la primera compañía en desarrollar un inversor propio basado en tecnología SiC-MOSFET [43, 44].
  - **GaN-MOSFET**: al igual que los basados en SiC, emplean un semiconductor WBG, en este caso el nitruro de galio (GaN). Este material se posiciona como candidato para la próxima generación de dispositivos de potencia, debido a que supera a los basados en silicio. Su uso permite trabajar con voltajes más elevados, frecuencias más altas (≈ 1 MHz) y temperaturas superiores, gracias a su mayor conductividad térmica [45]. Este conjunto de características favorables permiten el desarrollo de inversores con mayor eficiencia, acompañados de una reducción de tamaño y peso. No obstante, actualmente su precio es muy elevado, lo que conduce al uso de tecnología SiC en aplicaciones como los vehículos eléctricos, debido a que ofrece un buen desempeño en términos de voltaje, potencia, frecuencia y temperatura, además de presentar un coste inferior [46].

- **IGBT**: transistor que combina las ventajas de los MOSFET y de los BJT. Este dispositivo presenta una alta impedancia de entrada y control de disparo por tensión, como los MOSFET y reducidas pérdidas por conducción en estado activo, como los BJT [37]. Dispone de tres terminales (ver Figura 2.10): colector (*collector*), puerta (*gate*) y emisor (*emitter*). Su funcionamiento, controlado por tensión se representa en la Figura 2.10. Una tensión positiva entre puerta y emisor produce un flujo de corriente entre colector y emisor. Por otro lado, en ausencia de esta tensión, el circuito se abre y no circula corriente. Sus reducidas pérdidas por conducción y elevada frecuencia de conmutación (≈ 20 kHz) lo hacen ideal para aplicaciones de media/alta potencia [20]. Destacan las siguientes tecnologías para su fabricación:

  - **Si-IGBT**: empleando silicio, representa la tecnología predominante en la

fabricación de IGBT. A pesar del reciente interés por los semiconductores WBG, los basados en silicio siguen siendo una opción sólida, respaldada por una fiabilidad ampliamente demostrada en la industria [47]. Sus características, previamente mencionadas, lo posicionan como el componente principal en una gran cantidad de inversores utilizados en vehículos eléctricos, como el Nissan Leaf 2019 y el Jaguar I-PACE [48].

- **SiC-IGBT**: utilizando carburo de silicio, se encuentran en fase de desarrollo y no son comercializados a gran escala. La utilización de este material semiconductor WBG permite este tipo de transistores IGBT muestren una mayor competitividad en aplicaciones de alto voltaje, elevadas temperaturas y alta potencia [49].

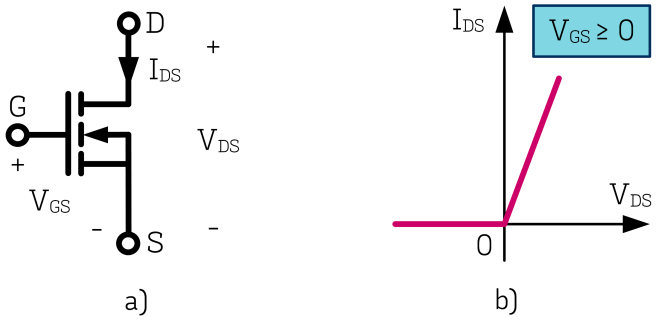


Figura 2.9: Transistor MOSFET. a) Símbolo. b) Curva V-I ideal. *Fuente: Elaboración propia.*

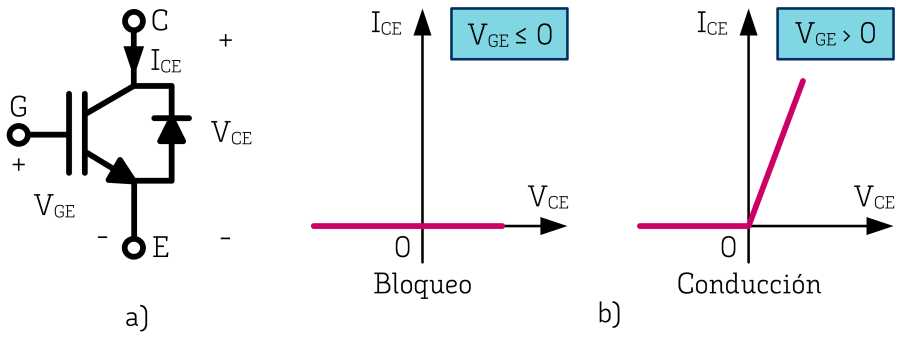


Figura 2.10: Transistor IGBT. a) Símbolo. b) Curvas V-I ideales. *Fuente: Elaboración propia.*

En este TFG se emplean transistores Si-IGBT en el inversor de la bancada experimental (ver Sección 7.2), situada en el Laboratorio 3507 LII de la Escuela de Ingenierías Industriales de Málaga.

2.3.2. Efectos adversos derivados del aumento de la frecuencia

El funcionamiento del inversor puede verse afectado por distintos fenómenos de carácter no lineal que usualmente no se consideran en su comportamiento idealizado. Algunos ejemplos son la caída de tensión en los semiconductores, el efecto de la capacidad parásita en los tiempos de subida y bajada durante la conmutación [4] o el retraso de la señal de control que gobierna la apertura y el cierre de los interruptores [51]. No obstante, el que tiene más impacto en el rendimiento del inversor –y en consecuencia, en el accionamiento eléctrico– es el tiempo muerto (*dead time*) [19].

Idealmente, los transistores que forman el inversor pueden modelarse como interruptores cuya apertura o cierre se controla y cambia de manera instantánea. Sin embargo, la conmutación entre sus estados no es inmediata, sino que requiere de unos tiempos de subida o de bajada. Durante la conmutación (en un inversor de dos niveles, ver Figura 2.8a)), los dos semiconductores de la misma rama cambian de estado simultáneamente, ocasionando tres posibles escenarios:

- No se han solapado los estados de ambos dispositivos y la conmutación ha sido correcta.
- Durante un periodo corto de tiempo los dos dispositivos han estado apagados (corte), lo cual no genera ningún problema.
- Durante un periodo corto de tiempo los dos dispositivos han estado encendidos (saturación), generando un cortocircuito en la rama.

Para evitar un cortocircuito en la rama del inversor durante la conmutación, es necesario implementar una medida de seguridad. Para ello, se utiliza el denominado tiempo muerto, un breve intervalo en el que ambos semiconductores de la rama permanecen apagados, eliminando el riesgo de cortocircuito [52]. Este mecanismo de protección, pese

[4] Se denomina tiempo de subida al tiempo que emplea la señal de salida en evolucionar entre el 10 % y el 90 % del valor final, mientras que el tiempo de bajada es el que transcurre entre el 90 % y el 10 % [50].

a ser necesario, puede reducir el rendimiento del accionamiento eléctrico si no se considera adecuadamente. Además, este fenómeno tiene una mayor influencia a medida que aumenta la frecuencia de conmutación, llegando a representar uno de los principales problemas de los convertidores de potencia [53]. Por este motivo, el tiempo muerto es considerado un aspecto clave en este TFG y merece ser estudiado con más detalle.

La Figura 2.11a) muestra las señales de control de dos transistores de una misma rama, S_1 y S_2. Idealmente, estas señales deben ser estrictamente complementarias, pues cuando uno de ellos está abierto, el otro estará cerrado, y viceversa. Estas señales de control, generarían la señal de salida mostrada en la Figura 2.11c), donde el nivel alto corresponde con V_{dc} y el nivel bajo con 0, despreciando la caída de tensión en los semiconductores.

Por otro lado, la Figura 2.11b) muestra las señales de control que realmente se aplican, considerando el tiempo muerto t_d. Se observa como durante este intervalo de tiempo, ambas señales se mantienen a nivel bajo, para posteriormente conmutar a nivel alto el semiconductor que corresponda en la rama. En este caso, a diferencia del ideal, la señal de salida no depende únicamente del estado de los transistores, sino que varía según el sentido de la corriente en la rama. Definiendo la corriente de la rama i como positiva en el sentido saliente del punto a, aparecen dos escenarios:

- Corriente positiva ($i > 0$): en el instante previo a la conmutación –y por lo tanto al tiempo muerto– la corriente está circulando desde el punto a hacia la carga. Cuando los dos interruptores se abren durante el periodo t_d, la corriente no puede cortarse inmediatamente, por el carácter inductivo de la máquina eléctrica. En este instante, mostrado en la Figura 2.11f), el único elemento por el que puede circular la corriente para continuar su flujo es el diodo de libre circulación del transistor de abajo, debido a que ambos transistores se encuentran en corte y por el otro diodo [5] no puede circular la corriente en sentido inverso. Despreciando la caída de tensión en el diodo, durante este periodo de tiempo, se puede considerar que la tensión V_{aN} es nula. Este efecto se muestra en la Figura 2.11d), en la que se observa un valor nulo de la señal de salida durante el tiempo muerto.

- Corriente negativa ($i < 0$): en este caso, mostrado en la Figura 2.11g), la corriente fluye desde la carga hacia el punto a, y durante el tiempo muerto la corriente

[5] Dispositivo semiconductor que permite que la corriente fluya en un sentido, pero no en el opuesto [54].

únicamente puede circular a través del diodo de libre circulación del transistor de arriba. De forma análoga al caso anterior, se puede considerar que $V_{aN} = V_{dc}$. Hecho que se ve reflejado en la Figura 2.11e), en la que durante el tiempo muerto, la señal de salida adquiere un valor igual a V_{dc}.

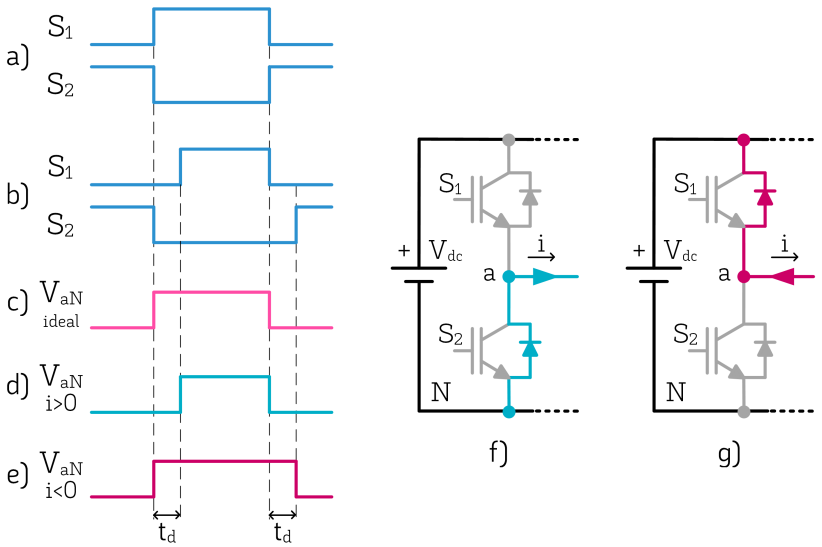


Figura 2.11: Tiempo muerto en el inversor. a) Señales de control S_1 y S_2 idealmente. b) Señales de control S_1 y S_2 con aplicación de tiempo muerto. c) Voltaje V_{aN} idealmente. d) Voltaje V_{aN} con aplicación de tiempo muerto cuando $i > 0$. e) Voltaje V_{aN} con aplicación de tiempo muerto cuando $i < 0$. f) Estado durante la aplicación del tiempo muerto cuando $i > 0$. g) Estado durante la aplicación del tiempo muerto cuando $i < 0$. *Fuente: Elaboración propia.*

La duración del tiempo muerto depende de cada inversor y de su tecnología, aunque típicamente puede ser del orden de varios microsegundos. Para el inversor empleado en la bancada experimental, detallada en la Sección 7.2, el tiempo muerto está establecido en $t_d = 3\mu s$.

En secciones posteriores se tratarán otros aspectos relevantes del tiempo muerto. En la Sección 3.4 se detallará el modelo matemático del inversor, y la forma de incorporar el efecto del tiempo muerto en dicho modelo. Además, en la Sección 4.4 se analizará la influencia de su efecto en el accionamiento eléctrico cuando se utiliza una técnica de regulación predictiva.

2.4. Sistemas de control

En un accionamiento eléctrico, el sistema de control es el encargado de regular el funcionamiento de la máquina eléctrica. Con esta finalidad, recibe información obtenida a través de los sensores, usualmente mediciones de corriente y velocidad. A partir del procesamiento de estos datos, envía la acción de control adecuada al convertidor electrónico de potencia para regular el sistema. Debido a su función, suele considerarse el cerebro del accionamiento eléctrico [20]. Está compuesto por dos partes bien diferenciadas:

- **Unidad de control:** representa la parte *hardware* del sistema de control. Usualmente está formada por un procesador digital de señales (DSP, por sus siglas en inglés, *Digital Signal Processor*) o una matriz de puertas programables (FPGA, por sus siglas en inglés, *Field Programmable Gate Array*). La elección depende de la aplicación específica, aunque generalmente los resultados con FPGA son superiores en términos de eficiencia y velocidad de cálculo. Sin embargo, suelen requerir más tiempo para su desarrollo y depuración, por lo que los DSP siguen siendo una opción ampliamente utilizada [55]. En la Figura 2.12 se muestran dos ejemplos de unidades de control comerciales. Junto con estos dispositivos, se utilizan sensores que proporcionan información sobre el estado del accionamiento, tales como sondas de efecto Hall para medir corrientes o un *encoder* rotativo, para medir la velocidad de giro del eje mecánico. Adicionalmente, es común el uso de placas de adaptación, cuya función es acondicionar las señales procedentes de los sensores para que sean interpretables por la unidad de cálculo.

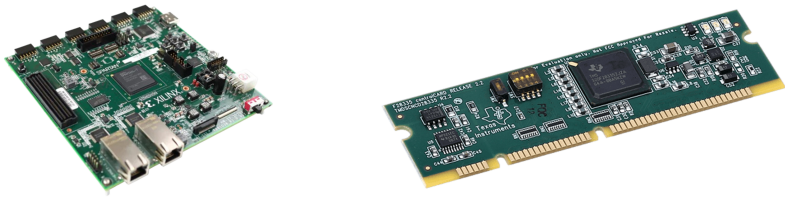
- **Esquema de control:** es la parte *software* del sistema de control. Este se implementa en la unidad de control y contiene el algoritmo de regulación. Dicho algoritmo determina la acción de control que se envía al convertidor electrónico de potencia, con el objetivo de regular el accionamiento eléctrico. En función de cómo se realice el control de los disparos del convertidor, las distintas estrategias atienden a una primera clasificación [20]:

    - **Moduladas:** requieren una técnica de modulación PWM para generar, a partir de las tensiones de referencia obtenidas por el algoritmo, las acciones

de control sobre el convertidor que abrirán o cerrarán sus interruptores.

- **Directas:** proporcionan al convertidor la acción de control de manera directa, sin necesidad de ser moduladas. Estas reciben también el nombre de técnicas con modulación implícita.

En el Capítulo 4 se tratarán en más profundidad los esquemas de control empleados comúnmente en los accionamientos eléctricos.



a) b)

Figura 2.12: Ejemplos de unidades de control. a) FPGA AMD/Xilinx 7 XC7S100. b) DSP TMS320F28335. *Fuentes: [56, 57].*

2.5. Accionamientos eléctricos multifásicos

Un accionamiento eléctrico se denomina multifásico cuando el número de fases del estátor es mayor de tres (n>3) [58]. El mayor número de fases le atribuye una serie de ventajas sobre los accionamientos trifásicos convencionales, como un menor rizado de par y una mejor tolerancia al fallo, entre otras [59].

El primer estudio registrado sobre accionamientos eléctricos multifásicos fue realizado por los científicos E.E. Ward y H. Härer en el año 1969 [60]. Su investigación se centró en la alimentación de una máquina de inducción pentafásica (5 fases) empleando un convertidor electrónico. En esta época, la electrónica de potencia y los microprocesadores se encontraban en una fase temprana de desarrollo, ocasionando que los accionamientos multifásicos se consideraran sistemas complejos de controlar. Este hecho propició una pérdida de interés generalizado, debido a que sus beneficios no se consideraban suficientes como para sustituir a las máquinas trifásicas convencionales.

Este paradigma cambió en la última década del siglo XX debido a los progresos en la electrónica de potencia y los procesadores digitales de señales. La evolución tecno-

lógica en estos ámbitos, junto con el descubrimiento de nuevas características de las máquinas multifásicas, impulsó su estudio nuevamente tanto en el ámbito académico como en el industrial [61]. Este creciente interés se observa en la Figura 2.13, en la que se representan el número total de trabajos publicados sobre máquinas multifásicas por la organización IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) a lo largo de los años.

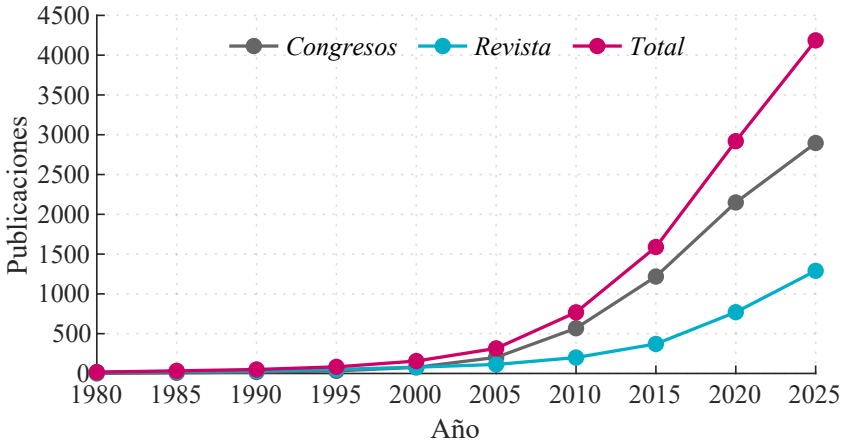


Figura 2.13: Número de publicaciones acumuladas sobre máquinas multifásicas en IEEE. *Fuente: Elaboración propia.*

2.5.1. Máquinas eléctricas multifásicas

El elemento central de un accionamiento eléctrico multifásico es la máquina eléctrica multifásica. El diseño de esta puede abordarse de dos formas distintas [28]:

- Rebobinando el estátor de una máquina trifásica convencional. Así, es posible obtener una máquina multifásica con el número de fases deseado.

- Empleando *software* basado en el método de elementos finitos. Aunque es menos común, permite realizar un diseño específico para la aplicación, ofreciendo una adaptación óptima de la máquina a su propósito. Por ejemplo, posibilita la cancelación de armónicos mediante la modificación de la geometría de las ranuras [62] u otros parámetros constructivos.

2.5.1.1. Características de las máquinas multifásicas

Las máquinas multifásicas poseen una serie de características que las posicionan como una opción destacada para el sector industrial, constituyendo una alternativa a las máquinas trifásicas convencionales [13,59,63]. Entre sus características más importantes destacan las siguientes [61]:

- La corriente que circula por cada una de las fases del estátor de una máquina multifásica es inferior a la de una máquina trifásica, para una tensión de alimentación y potencia determinadas [64].
- Conforme aumenta el número de fases en la máquina, la frecuencia de la componente armónica de menor orden del par eléctrico producido es mayor. Como consecuencia directa de este fenómeno, se reduce el rizado del par eléctrico generado por la máquina [65].
- Existencia de grados de libertad adicionales, debido a que únicamente son necesarias tres fases para producir un campo magnético rotatorio, según el teorema de Ferraris [21]. Estos grados de libertad se pueden usar para distintos propósitos:
  - La redundancia de fases le otorga una mejor tolerancia al fallo. En caso de fallo en el accionamiento, la máquina puede continuar su funcionamiento, experimentando únicamente una reducción de su par máximo [66, 67]. En este aspecto, las máquinas multifásicas son una opción preferente en aquellas aplicaciones que requieran una elevada fiabilidad.
  - En máquinas de devanados concentrados es posible la inyección de armónicos de bajo orden para obtener par eléctrico adicional [68,69].
  - La inyección de corrientes asociadas a las pérdidas en el estátor puede contribuir al proceso de frenado de la máquina, eliminando la necesidad de utilizar *hardware* adicional como resistencias de frenado [70].
  - Desbalanceo de potencias activa y reactiva en microrredes controladas por un único accionamiento [71].

La explotación de estas características requiere la utilización de técnicas de control avanzadas, pues los sistemas multifásicos presentan generalmente una mayor complejidad que los trifásicos. En la Sección 4 se presentan y describen algunos de los esquemas de control comúnmente empleados en los accionamientos eléctricos multifásicos.

2.5.1.2. Clasificación de las máquinas multifásicas

La particularidad de las máquinas eléctricas multifásicas es el número de fases de su devanado estatórico, siendo siempre mayor de tres. Pese a compartir todas ellas este rasgo diferenciador, existen otras características constructivas que dan lugar a distintas clasificaciones.

En lo que respecta al rotor, las máquinas multifásicas pueden clasificarse en dos tipos principalmente [61]:

- **Máquinas asíncronas:** conocidas usualmente como máquinas de inducción (IM, por sus siglas en inglés, *Induction Machines*) se caracterizan por su alta fiabilidad, robustez y por requerir un mantenimiento mínimo.

- **Máquinas síncronas:** entre los distintos tipos existentes, en función de como generan el campo magnético en el rotor, destacan aquellas que utilizan imanes permanentes para este propósito. Estas máquinas almacenan una gran cantidad de energía magnética, proporcionando una elevada densidad de potencia.

El principio de funcionamiento de ambos tipos coincide con los explicados en sus versiones trifásicas en la Sección 2.2.

Dependiendo de como se disponen los devanados a lo largo del estátor, las máquinas multifásicas atienden a una nueva clasificación [28]:

- **Devanados concentrados:** en esta configuración, todos los conductores que componen una fase, y por cada polo, se alojan en un conjunto de ranuras adyacentes. Este tipo de máquinas presenta un elevado contenido armónico en el flujo del entrehierro. Los armónicos espaciales de bajo orden empeoran la calidad de las corrientes, sin embargo, estos pueden ser empleados para generar par adicional, a cambio de un incremento de las pérdidas en el cobre.

- **Devanados distribuidos:** las máquinas que presentan esta disposición reparten todos los conductores que corresponden a cada fase y polo de forma uniforme entre varias ranuras del estátor. Así, se consigue una fuerza magnetomotriz de carácter más sinusoidal, gracias a un mejor aprovechamiento de la superficie. Con esta configuración, los armónicos de mayor orden no tienen capacidad de producir ni flujo ni par, produciendo únicamente pérdidas en el cobre del estátor.

Las máquinas multifásicas también pueden clasificarse dependiendo del número de fases que componen su devanado estatórico:

- **Un único devanado n-fásico con número impar de fases:** se caracterizan por tener un número impar de fases no múltiplo de tres. La máquina cuenta con las fases dispuestas de manera simétrica, con un desfase de $\frac{2\pi}{n}$ (rad) entre sí, y con un único neutro. Destaca la máquina pentafásica -de cinco fases-, que ha sido objeto de numerosos estudios dentro del campo de los accionamientos multifásicos [72, 73].

- **Múltiples devanados trifásicos:** son el tipo de máquina más extendido. Su principal ventaja radica en la posibilidad de adaptar de manera sencilla la tecnología desarrollada para las máquinas trifásicas convencionales, como por ejemplo el uso de convertidores trifásicos para alimentarlas. Dependiendo de como se coloquen físicamente los devanados trifásicos, pueden aparecer distintas configuraciones para el mismo número de fases: simétrica, asimétrica o coincidente. En la Figura 2.14 aparecen las distintas topologías que puede presentar una máquina hexafásica -de seis fases- dependiendo de la disposición espacial de los dos devanados trifásicos que la conforman. Adicionalmente, la configuración del neutro de sus devanados trifásicos da lugar a configuraciones diferentes con comportamientos distintos. Si se emplean neutros aislados para cada uno de los devanados, el control se simplifica, al no circular corriente de secuencia cero entre ellos. En caso de que se emplee un neutro común, aparecen grados de libertad adicionales que se pueden utilizar, por ejemplo, en situaciones post-falta [6], a costa de aumentar la complejidad del control [74].

[6] Se entiende por situación post-falta aquella que tiene lugar tras la aparición de un fallo en el accionamiento eléctrico, el cual puede originarse en la máquina eléctrica, en los sensores o en el convertidor de potencia [32].

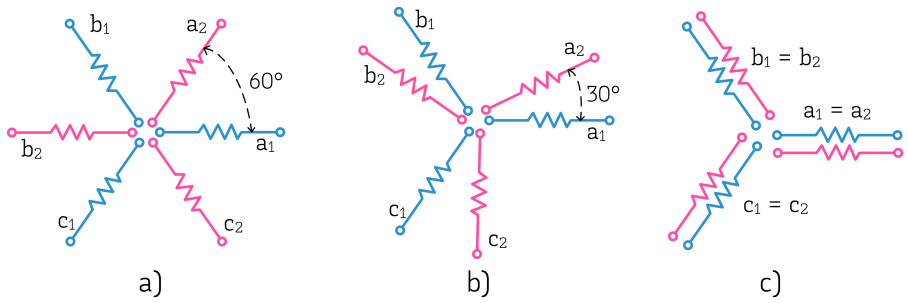


Figura 2.14: Distintas configuraciones espaciales de los devanados trifásicos para máquinas hexafásicas. a) Simétrica. b) Asimétrica. c) Coincidentes. *Fuente: Elaboración propia.*

En el presente TFG se hará énfasis en el estudio de la máquina hexafásica de inducción con rotor en jaula de ardilla, con dos devanados trifásicos distribuidos, en configuración asimétrica con los neutros aislados entre sí.

2.5.2. Convertidores electrónicos de potencia en accionamientos multifásicos

En un accionamiento eléctrico multifásico, el convertidor electrónico de potencia es el actuador, encargado de alimentar la máquina a partir de las señales enviadas por el sistema de control. En este aspecto, el funcionamiento es análogo al caso trifásico. Sin embargo, el número de ramas del convertidor empleado debe ser mayor de tres, debido a que cada fase debe ser alimentada por una rama independiente [7]. Para poder alimentar una máquina eléctrica multifásica de n fases existen dos posibilidades principalmente:

- **Uso de un convertidor con n ramas:** existe la posibilidad de diseñar convertidores electrónicos con tantas ramas monofásicas como fases presente la máquina en el estátor.

- **Uso de $\frac{n}{3}$ convertidores trifásicos:** en el caso de que la máquina multifásica alimentada esté formada por múltiples devanados trifásicos, existe la posibilidad de

[7] Existen otro tipo de máquinas eléctricas denominadas de devanado de extremos abiertos (OEW, por sus siglas en inglés, *Open-End Winding*) en la que ambos extremos de cada devanado se conectan a una rama independiente, empleando por lo tanto el doble de ramas que de fases [75].

emplear tantos convertidores trifásicos como conjuntos de devanados presente la máquina. Este caso resulta de gran interés, debido a que permite el uso de convertidores trifásicos convencionales, cuya tecnología está ampliamente extendida y cuenta con una elevada fiabilidad. Los convertidores trifásicos se pueden alimentar de distintas formas, dando lugar a tres configuraciones distintas [58]: una única fuente de continua (comúnmente dc-link) alimentando a todos, una fuente independiente para cada convertidor o varias fuentes conectadas en cascada. Las topologías mencionadas se muestran en la Figura 2.15.

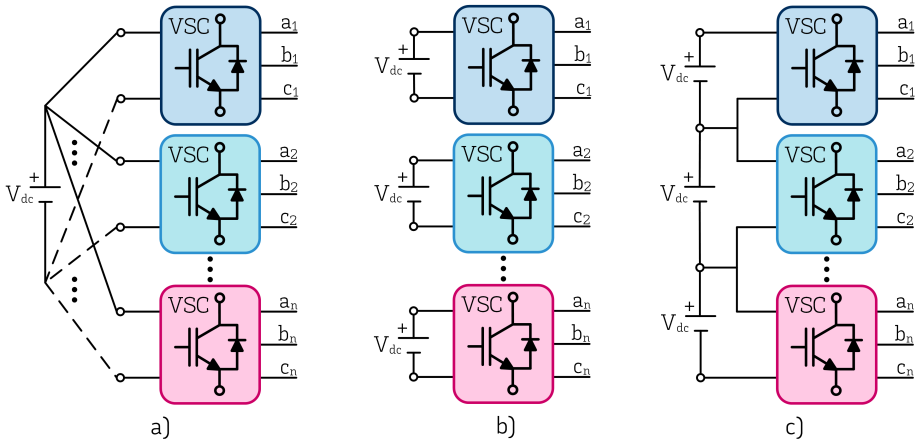


Figura 2.15: Topologías de alimentación de convertidores trifásicos. a) Una única fuente. b) Fuentes independientes. c) Fuentes en cascada. *Fuente: Elaboración propia.*

2.6. Aplicaciones de los accionamientos eléctricos multifásicos

Las máquinas multifásicas, debido a sus características favorables, se han consolidado como una alternativa prometedora a las máquinas trifásicas convencionales. Su uso es especialmente adecuado en aplicaciones donde la fiabilidad resulta crítica, como en los vehículos eléctricos (VE) o en la propulsión eléctrica naval [61] [58]. Además, también son una opción ventajosa en sistemas que se benefician económicamente del funcionamiento continuo del accionamiento y los tiempos de mantenimiento correctivo son elevados, como en el caso de la generación eólica *offshore*[8] [28]. A continuación, se describen en profundidad las aplicaciones mencionadas.

2.6.1. Vehículos eléctricos

El sector automovilístico constituye una de las industrias más importantes a nivel global. Además, en las últimas décadas ha sido responsable de una proporción significativa de las emisiones de GEI, lo que ha impulsado un crecimiento en su investigación y desarrollo [20]. En este contexto, los accionamientos eléctricos multifásicos presentan una serie de características que los posicionan como una solución idónea para los VE, generando un interés creciente tanto en la industria como en el ámbito académico. En comparación con las máquinas trifásicas, destacan por su mayor tolerancia a fallos —debido a la redundancia de fases—, un menor rizado de par y una eficiencia superior [77]. En la actualidad, existen diversos VE que incorporan máquinas multifásicas. A continuación, se presentan algunos ejemplos:

- La empresa Audi desarrolló su modelo *RS Q e-tron*, mostrado en la Figura 2.16a) izquierda, para competir en la carrera *Paris-Dakar* 2022. Este utiliza en su propulsión dos motores modelo *MGU05* [78], representado en la Figura 2.16a) derecha, acoplados independientemente a sus ejes delantero y trasero. Dichos motores son

[8] Se utiliza el término *offshore* (costa afuera, en inglés) para referirse a los aerogeneradores que se instalan en el mar, con el objetivo de aprovechar los vientos más intensos y constantes que se generan en alta mar. Esta regularidad se debe, principalmente, a la ausencia de obstáculos que interfieran en el flujo del viento [76].

síncronos hexafásicos de imanes permanentes, y proporcionan una potencia total de 263 kW [79].

- La multinacional Amazon ha adquirido una flota de VE a la compañía Lion Electric para labores logísticas, ver Figura 2.16b) izquierda. Estos vehículos integran un conjunto motor/inversor hexafásico, modelo *Sumo*^{TM} *MD* (Figura 2.16b) derecha), fabricado por la compañía Dana TM4. Este motor síncrono de imanes permanentes puede proporcionar una potencia pico de 265 kW [77, 80].

- La compañía australiana de autobuses Bus Stop Sales ha desarrollado un autobús totalmente eléctrico con cero emisiones contaminantes, el *King Long EVolution*, mostrado en la Figura 2.16c) izquierda. Este modelo incorpora otro conjunto motor/inversor perteneciente a la empresa Dana TM4 [81]. En este caso, emplea el *Sumo*^{TM} *HD*, ver Figura 2.16c) derecha. Este motor nonafásico -nueve fases- de imanes permanentes puede proporcionar una potencia pico de 370 kW [77, 80].

- La firma alemana BMW ha creado su modelo *iX M60*, ilustrado en la Figura 2.16d) izquierda, empleando para su propulsión una máquina multifásica. En este caso, emplea un motor síncrono de imanes permanentes, que dispone de seis fases en su estátor [82], representado en la Figura 2.16d) derecha.

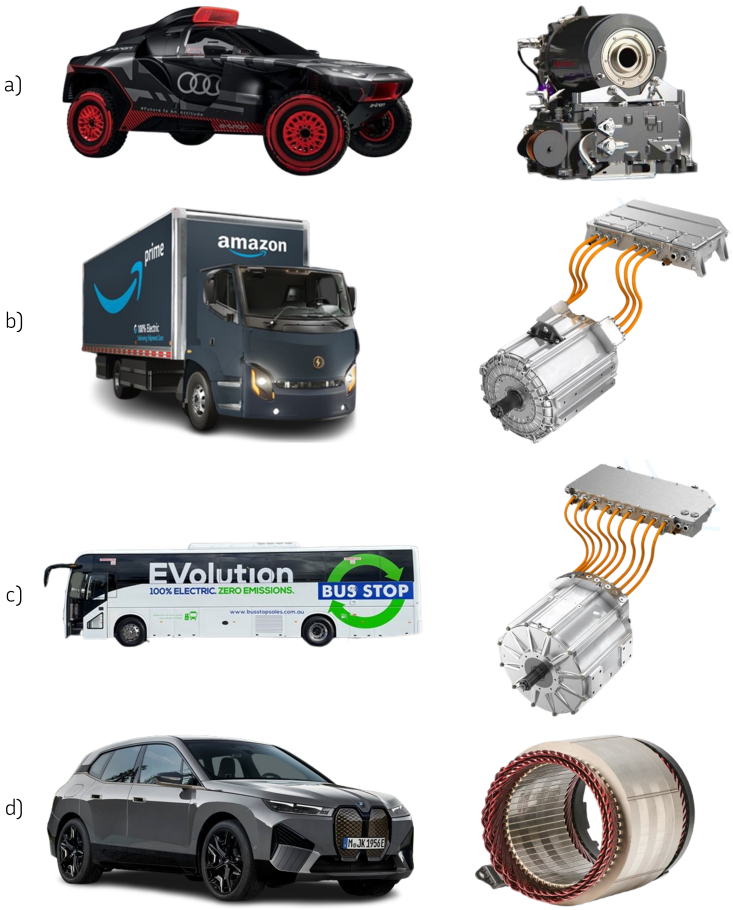


Figura 2.16: Ejemplos de máquinas multifásicas en VE. a) Audi *RS Q e-tron*. b) Camión de logística de Amazon. c) *King Long EVolution*. d) BMW *iX M60*. *Fuentes: a) [78,79] b) [80,83] c) [80,81] d) [82,84]*.

2.6.2. Propulsión eléctrica naval

En las últimas décadas, la propulsión eléctrica se ha consolidado como una de las tecnología más eficientes para barcos, embarcaciones y ferris [85]. Esta tendencia ha sido motivada por la utilización de máquinas multifásicas, las cuales aprovechan sus ventajas frente a los sistemas trifásicos convencionales, tales como una alta densidad de potencia y una mayor tolerancia a fallos [86].

La seguridad y la fiabilidad constituyen aspectos fundamentales en los sistemas de

propulsión naval, especialmente en submarinos, buques de guerra y embarcaciones de alta mar. No obstante, pueden presentarse diversos tipos de fallos en el convertidor electrónico y en los devanados del motor [63]. En este aspecto, el incremento en el número de fases proporciona grados de libertad adicionales, permitiendo que el accionamiento multifásico mantenga su operación incluso cuando se presentan fallos en una o más fases. Dicha propiedad convierte a las máquinas multifásicas en una solución especialmente adecuada para aplicaciones marinas, donde la robustez ante fallos constituye un requisito fundamental [86]. A continuación, se presentan dos ejemplos de aplicaciones que emplean este tipo de máquinas:

- El destructor *HMS Queen Elizabeth*, mostrado en la Figura 2.17a) izquierda, cuenta con una propulsión totalmente eléctrica. La empresa que lo desarrolló, General Electrics Power Conversion, empleó cuatro máquinas eléctricas de inducción de quince fases, que proporcionan en total una potencia máxima de 80 MW [87], ver Figura 2.17a) derecha.
- General Electrics Power Conversion también ha proporcionado un sistema de propulsión eléctrico al destructor *USS Zumwalt*, ilustrado en la Figura 2.17b). Este emplea dos máquinas de inducción de quince fases, capaces de proporcionar conjuntamente una potencia de 72 MW [88], ver Figura 2.17b) derecha.

a)

b)

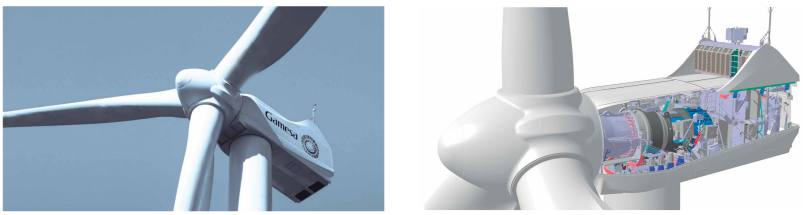
Figura 2.17: Ejemplos de máquinas multifásicas en propulsión naval. a) *HMS Queen Elizabeth*. b) *USS Zumwalt*. *Fuentes: a) [87] b) [88].*

2.6.3. Generación eólica

La generación de electricidad a partir de energía eólica constituye una tecnología consolidada, que representa una de las fuentes renovables más importantes a nivel mundial, caracterizada por ser una energía limpia y con una reducida huella de carbono [20]. En la actualidad, el sistema eléctrico español dispone de una capacidad eólica instalada de 32.303 GW, lo que equivale aproximadamente al 25% del total su parque de generación [89].

El incremento de la generación eólica tanto *onshore* (en tierra) como *offshore* (en el mar) conlleva mayores exigencias en términos de fiabilidad y mantenimiento de los aerogeneradores. En este contexto, las máquinas multifásicas se consolidan como una alternativa prometedora, particularmente en entornos marinos caracterizados por condiciones naturales adversas [90]. El incremento en el número de fases no solo conlleva una mejora en la tolerancia a fallos, sino que también permite alcanzar potencias elevadas con niveles de tensión reducidos. En [91] se comparan tres generadores síncronos de imanes permanentes (PMSG, por sus siglas en inglés, *Permanent Magnet Synchronous Generator*) con el mismo volumen pero distinto número de fases: 3, 5 y 15. El estudio indica que, manteniendo constante la tensión de fase, la corriente en los devanados del PMSG disminuye progresivamente a medida que aumenta el número de fases. Esto implica que el aerogenerador multifásico sea una opción más adecuada cuando se quiera obtener una elevada potencia de salida utilizando dispositivos con una tensión reducida.

Una ejemplo de aplicación es el PMSG modelo *G10x* de 4.5 MW y 18 fases, representado en la Figura 2.18. Este aerogenerador ha sido desarrollado por el fabricante español Gamesa, y su funcionamiento ha sido verificado bajo distintas condiciones de operación, realizando pruebas de cortocircuito, vibración y elevación de temperatura [90, 92].



a) b)

Figura 2.18: Ejemplo de máquina multifásica en generación eólica, *G10x* de 4.5 MW y 18 fases. a) Vista exterior. b) Vista interior. *Fuente: [93].*

CAPÍTULO 3

Modelado matemático de los accionamientos eléctricos

Contenido

3.1. Introducción 40

3.2. Transformadas matemáticas de Clarke y Park 40

3.3. Modelado de la máquina eléctrica de inducción 44

3.4. Modelado del convertidor electrónico 46

3.4.1. Modelo ideal 46

3.4.2. Modelo con consideración del tiempo muerto 49

3.5. Caso hexafásico 52

3.5.1. Transformadas matemáticas en accionamientos multifásicos 53

3.5.2. Modelado de la máquina eléctrica de inducción 55

3.5.3. Modelado del convertidor electrónico 57

3.5.4. Modelo en espacio de estados discretizado 61

3.1. Introducción

Un modelo matemático es una herramienta que permite describir mediante ecuaciones el comportamiento de un sistema. En el caso de que este comportamiento sea dinámico –varía en el tiempo–, el modelo deberá construirse en base a ecuaciones diferenciales [94].

En el ámbito de los accionamientos eléctricos, contar con un modelo matemático que describa su comportamiento dinámico resulta fundamental. Por un lado, facilita el estudio teórico del sistema, con el objetivo de desarrollar esquemas de control avanzados que aprovechen sus características. Por otro lado, permite la construcción de simuladores fieles, empleados para reproducir su funcionamiento en un entorno teórico y completamente controlado. Contar con un simulador garantiza un entorno seguro para la experimentación –sin riesgo de dañar el sistema real–, al mismo tiempo que acelera el proceso de desarrollo y validación de estrategias de control.

Las máquinas eléctricas tienen un comportamiento dinámico en el tiempo, es decir, la relación entre sus variables se rige por un conjunto de ecuaciones diferenciales. Respecto a la fidelidad con la que se describe el sistema, es necesario encontrar un equilibrio entre precisión y simpleza, ligada esta última a un bajo coste computacional. Esta última característica, permite la inclusión del modelo en distintos esquemas de control, como por ejemplo, en el control predictivo basado en modelo (MPC, por sus siglas en inglés, *Model Predictive Control*), ampliamente utilizado en la regulación de accionamientos eléctricos [14] (ver Sección 4.3).

Este Capítulo 3 se divide en dos partes diferenciadas. En primer lugar, se presentan los modelos y herramientas matemáticas comúnmente utilizados para describir el comportamiento de los accionamientos eléctricos, centrándose en el caso más simple, el trifásico. Posteriormente, se particularizarán para el caso hexafásico, por ser el empleado en este TFG.

3.2. Transformadas matemáticas de Clarke y Park

El comportamiento de una máquina eléctrica puede ser descrito mediante un conjunto de ecuaciones diferenciales expresadas en función de sus variables de fase. Pese a que este modelado es matemáticamente correcto, resulta poco práctico desde el punto

de vista del control del accionamiento. Con la finalidad de dotar de un mayor significado físico a las variables del sistema y, al mismo tiempo, facilitar su control, suele emplearse la descomposición en espacios vectoriales (VSD, por sus siglas en inglés, *Vector Space Decomposition*) [20]. Aplicando VSD, las ecuaciones de la máquina eléctrica pueden referirse a otros sistemas de referencia, bien sea a uno estacionario (α-β), o a su alternativa rotatoria (d-q) [95]. Las transformadas matemáticas típicamente empleadas para este propósito son la de Clarke y la de Park. Estas se desarrollarán para un sistema trifásico y posteriormente se extenderán al caso hexafásico.

La estadounidense Edith Clarke fue una matemática e ingeniera eléctrica, autora y epónima de una de las transformadas matemáticas que simplifica el análisis de los circuitos eléctricos trifásicos, la Transformada de Clarke [96]. Dicha transformación permite convertir variables de fase de un sistema trifásico en variables referidas a un sistema de referencia estacionario, cuyos ejes son ortonormales entre sí, denominado α-β.

Para explicar esta transformada, se partirá de un vector genérico $\mathbf{x}$, que gira a una velocidad arbitraria y constante, ω. Este vector puede expresar cualquier magnitud eléctrica de la máquina: corrientes, flujo o tensión. Si este se representa en un sistema trifásico no ortogonal a-b-c, puede descomponerse en cada una de sus componentes. Sin embargo, también es posible descomponer dicho vector en el sistema de referencia α-β mencionado anteriormente, ver Figura 3.1.

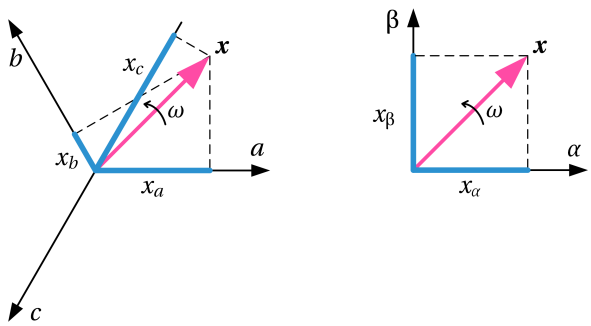


Figura 3.1: Variable eléctrica en el sistema de referencia estacionario a-b-c y α-β, Transformada de Clarke. *Fuente: Elaboración propia.*

La relación entre las componentes del vector en los sistemas de referencia a-b-c y α-β se determina mediante una matriz de transformación:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\boldsymbol{\alpha\beta}}^{T} &= [C] \cdot \mathbf{x}_{\mathbf{abc}}^{T} \\ \mathbf{x}_{\mathbf{abc}}^{T} &= [C]^{-1} \cdot \mathbf{x}_{\boldsymbol{\alpha\beta}}^{T} \end{aligned} \tag{3.1}$$

siendo:

$\mathbf{x}_{\boldsymbol{\alpha\beta}} = [x_\alpha \; x_\beta]$: variables en el sistema ortonormal estacionario[1].

$\mathbf{x}_{\mathbf{abc}} = [x_a \; x_b \; x_c]$: variables de fase.

La matriz de transformación $[C]$ se conoce como matriz de Clarke [98] y depende tanto de la geometría de la máquina como del parámetro k, que puede tomar dos valores distintos: $2/3$ en caso de mantener invariante la amplitud de la corriente, flujo o tensión de la máquina, o bien $\sqrt{2/3}$ si es la potencia eléctrica la magnitud que se desea mantener invariante. Dicha matriz tiene la siguiente expresión:

$$[C] \;=\; k \cdot \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

Cuando se trabaja con máquinas multifásicas la matriz de Clarke adquiere una mayor relevancia, debido a que permite obtener varios subespacios ortogonales desacoplados entre sí. Estos subespacios proporcionan información sobre el comportamiento dinámico de la máquina y sus pérdidas eléctricas, facilitando el control de estos accionamientos eléctricos con más de tres fases.

Pese a que la transformación mencionada consigue reducir el número de componentes que describen el comportamiento del accionamiento, estas tienen un carácter sinusoidal, debido a que el sistema de referencia α-β es estático. Este hecho motivó el uso de una transformada matemática que permita representar estas componentes mediante variables con un valor constante a lo largo del tiempo.

En el año 1929, el ingeniero eléctrico estadounidense Robert H. Park presentó un artículo titulado *Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis* [99]. En este trabajo presentó un método que permite transformar corrientes y voltajes de un sistema trifásico en dos componentes de un marco de referencia giratorio. Estas nuevas componentes son la directa (d) y la de cuadratura (q), y se encuentran

[1] Existe una tercera componente homopolar -o de secuencia cero- que tiene valor nulo para las corrientes de fase siempre que el neutro de la máquina se encuentre aislado [97].

ligadas con la producción de flujo magnético y par en la máquina, respectivamente, cuando el eje d se encuentra alineado con flujo magnético rotórico [20]. Estas nuevas componentes brindan un claro significado físico a las variables del sistema, facilitando la regulación de los accionamientos eléctricos.

El sistema de referencia d-q gira a la misma velocidad que el vector $\mathbf{x}$, lo que hace que sus componentes permanezcan constantes en el tiempo, ver Figura 3.2. De este modo, se elimina el comportamiento sinusoidal característico de las componentes α-β.

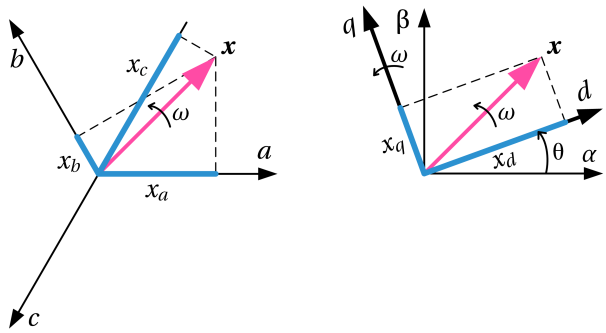


Figura 3.2: Variable eléctrica en el sistema de referencia d-q, Transformada de Park. *Fuente: Elaboración propia.*

Las proyecciones del vector $\mathbf{x}$ en el sistema de referencia rotatorio d-q pueden obtenerse aplicando la matriz de Park $[D]$ a sus componentes α-β [100]:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\mathbf{dq}}^{T} &= [D] \cdot \mathbf{x}_{\boldsymbol{\alpha\beta}}^{T} \\ \mathbf{x}_{\boldsymbol{\alpha\beta}}^{T} &= [D]^{-1} \cdot \mathbf{x}_{\mathbf{dq}}^{T} \end{aligned} \quad ; \; [D] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

siendo:

$\mathbf{x}_{\mathbf{dq}} = [x_d \; x_q]$: variables en el sistema ortonormal rotatorio.

$\mathbf{x}_{\boldsymbol{\alpha\beta}} = [x_\alpha \; x_\beta]$: variables en el sistema ortonormal estacionario.

θ : posición del eje d respecto al eje α en cada instante de tiempo.

3.3. Modelado de la máquina eléctrica de inducción

En esta sección se presenta el modelo dinámico de una máquina eléctrica trifásica de inducción trabajando en modo motor, empleando vectores espaciales y un sistema de referencia estacionario α-β. El modelo está compuesto por tres conjuntos de ecuaciones: las correspondientes a las tensiones estatóricas y rotóricas, las del flujo magnético y las electromecánicas [101].

Antes de modelar el funcionamiento de la máquina asíncrona, es necesario establecer una serie de hipótesis que simplifican sus ecuaciones [20]:

- El núcleo magnético del rotor y del estátor se considera lineal, y sus pérdidas se suponen despreciables.
- La máquina presenta simetría y está equilibrada eléctricamente.

Dado que el modelo de la máquina se expresa en variables VSD, se emplearán variables complejas para formular sus ecuaciones, lo que permite obtener expresiones más compactas que pueden representarse mediante un único circuito equivalente. La parte real de cada variable corresponde a la componente α, mientras que la parte imaginaria representa la componente β, es decir, tienen la forma $\alpha + \beta j$. Además, los subíndices s y r indican si las magnitudes pertenecen al estátor o al rotor, respectivamente. A continuación se definen los tres conjuntos de ecuaciones:

- **Ecuaciones de la tensión en el estátor y en el rotor.**

$$\begin{aligned} \mathbf{v_s} &= R_s \cdot \mathbf{i_s} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_\mathbf{s}}{dt} \\ \mathbf{v_r} &= R_r \cdot \mathbf{i_r} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_\mathbf{r}}{dt} - j\omega_r \cdot \boldsymbol{\lambda}_\mathbf{r} \end{aligned} \tag{3.4}$$

siendo:

$\mathbf{v_s}$, $\mathbf{v_r}$: vectores de tensión del estátor y del rotor.

R_s , R_r : resistencias estatórica y rotórica.

$\mathbf{i_s}$, $\mathbf{i_r}$: vectores de corriente del estátor y del rotor.

$\boldsymbol{\lambda}_\mathbf{s}$, $\boldsymbol{\lambda}_\mathbf{r}$: vectores de flujo magnético del estátor y del rotor.

ω_r : velocidad angular eléctrica del rotor.

- **Ecuaciones del flujo magnético de la máquina.**

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\lambda}_{\mathbf{s}} &= (L_{ls} + L_m) \cdot \mathbf{i_s} + L_m \cdot \mathbf{i_r} = L_s \cdot \mathbf{i_s} + L_m \cdot \mathbf{i_r} \\ \boldsymbol{\lambda}_{\mathbf{r}} &= (L_{lr} + L_m) \cdot \mathbf{i_r} + L_m \cdot \mathbf{i_s} = L_r \cdot \mathbf{i_r} + L_m \cdot \mathbf{i_s} \end{aligned} \tag{3.5}$$

siendo:

L_m : inductancia mutua de la máquina.

L_{ls} , L_{lr} : inductancias de fuga del estátor y del rotor.

L_s , L_r : inductancias del estátor y del rotor.

- **Ecuación electromecánica.**

$$\begin{aligned} T_e - T_l &= J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + F \cdot \omega_m \\ T_e &= p \cdot Re\left(j \cdot \boldsymbol{\lambda}_{\mathbf{s}} \cdot \overline{\mathbf{i_s}} \right) \end{aligned} \tag{3.6}$$

siendo:

T_e : par eléctrico producido por la máquina.

T_l : par de carga.

J : inercia rotacional del sistema.

F : coeficiente de fricción viscosa.

p : número de pares de polos.

ω_m : velocidad mecánica del rotor ($\omega_r = p \cdot \omega_m$).

$\overline{\mathbf{i_s}}$: variable compleja conjugada del vector $\mathbf{i_s}$.

El circuito de la Figura 3.3 representa las ecuaciones eléctricas de la máquina asíncrona, descritas anteriormente, conformando su circuito equivalente en modo motor.

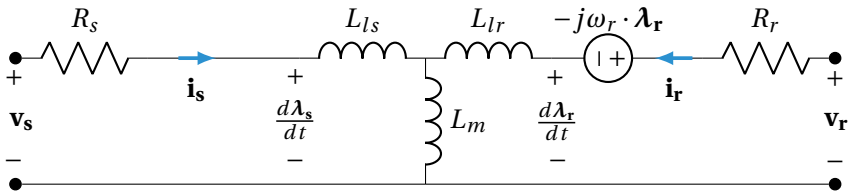


Figura 3.3: Circuito equivalente en un sistema de referencia estacionario de una máquina asíncrona trifásica. *Fuente: Elaboración propia.*

3.4. Modelado del convertidor electrónico

En este TFG, el convertidor electrónico de potencia constituye un elemento fundamental de estudio. En este elemento se manifiestan inicialmente los efectos derivados del aumento de la frecuencia de control, los cuales, a la postre, repercuten en el rendimiento global del accionamiento eléctrico.

En primer lugar, se presentará el modelo ideal de un convertidor trifásico de dos niveles, por ser el caso más sencillo de estudio. Posteriormente, se ampliará este a un modelo que considera el efecto más influyente a altas frecuencias, el tiempo muerto entre conmutaciones (ver Sección 2.3.2).

3.4.1. Modelo ideal

En la Figura 3.4 se muestra un inversor trifásico de dos niveles. Este cuenta con dos transistores IGBT en cada una de sus ramas, junto con un diodo de libre circulación[2] en antiparalelo. Para modelar el estado de conmutación de cada semiconductor se ha empleado una variable binaria S_i con $i \in \{a, b, c\}$. Dicha variable puede tomar los siguientes valores: 0 si se encuentra en corte -no conducción-, o bien, 1 si se encuentra en saturación -conducción-. Es importante destacar que en cada rama, el estado de sus dos semiconductores es complementario (S_i y $\overline{S_i}$), con el fin de evitar un cortocircuito. Esta complementariedad permite trabajar únicamente con el estado del semiconductor superior de la rama, pues el estado de su pareja queda definido implícitamente.

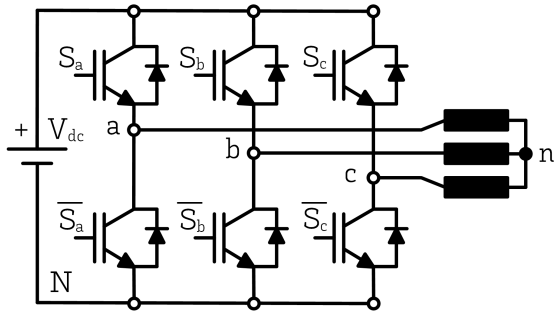


Figura 3.4: Convertidor trifásico de dos niveles. *Fuente: Elaboración propia.*

[2] El diodo de libre circulación se utiliza para disminuir picos de tensión y proporcionar una vía de circulación a la corriente durante la conmutación cuando la carga es inductiva [102].

El objetivo es obtener un modelo que permita relacionar las tensiones de fase en la carga (v_{in}) -es decir, respecto al neutro de la máquina- con el estado de cada rama del convertidor (S_i). En primer lugar, se puede definir la tensión de cada fase respecto al neutro del convertidor (N):

$$v_{iN} = S_i \cdot V_{dc} \tag{3.7}$$

La tensión de cada fase respecto al neutro de la máquina (n) se puede descomponer en dos términos:

$$v_{in} = v_{iN} + v_{Nn} \tag{3.8}$$

Considerando que la carga trifásica alimentada está equilibrada, la suma de las tensiones de fase debe cumplir que:

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \tag{3.9}$$

Combinando las ecuaciones (3.8) y (3.9) se puede obtener la expresión de la tensión entre el neutro del convertidor (N) y el neutro de la máquina (n):

$$v_{Nn} = -\frac{1}{3} \cdot \left(v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}\right) \tag{3.10}$$

Si se sustituye la expresión (3.10) en la ecuación (3.8) y se particulariza para la fase a, se puede calcular su tensión respecto al neutro de la máquina (n):

$$v_{an} = \frac{1}{3} \cdot \left(2 \cdot v_{aN} - v_{bN} - v_{cN}\right) \tag{3.11}$$

La expresión (3.11) se puede extender para el resto de fases del convertidor, y además, las tensiones referidas al neutro del convertidor (N) se pueden expresar en términos de las variables S_i haciendo uso de la ecuación (3.7). Así, finalmente, se obtiene la ecuación matricial que expresa las tensiones de fase en la carga en función del estado de las ramas del convertidor:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = [K] \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \; ; \; [K] = \frac{V_{dc}}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \tag{3.12}$$

Las tres variables binarias -una por cada fase- que modelan el estado del convertidor pueden agruparse en un único vector $\mathbf{S}$ con la siguiente forma:

$$\mathbf{S} = [S_a \ , \ S_b \ , \ S_c] \tag{3.13}$$

El vector $\mathbf{S}$ representa un número binario formado por tres bits[3], el cual, por combinatoria, puede adquirir $2^3 = 8$ valores distintos, cada uno correspondiente a un posible estado de conmutación del convertidor [61]. Cada estado de conmutación tiene asociadas unas tensiones de fase, dando lugar a ocho estados de tensión. Estos estados pueden representarse en el plano α-β si se les aplica la transformada de Clarke, descrita en la ecuación (3.2). En la Figura 3.5 se muestra la representación vectorial de los estados de tensión, los cuales han sido numerados acorde a su estado de conmutación binario, expresado en formato decimal.

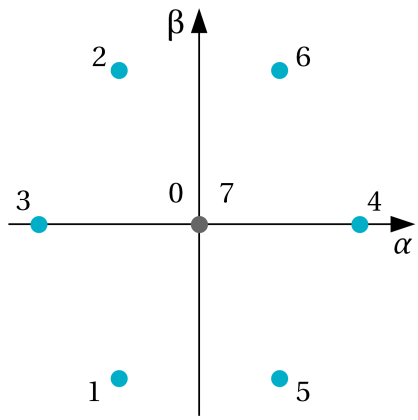


Figura 3.5: Representación vectorial en el subespacio α-β de los estados de tensión disponibles en un convertidor trifásico de dos niveles. *Fuente: Elaboración propia.*

En la Figura 3.5 se distinguen dos grupos de vectores. Por una parte, los vectores activos, representados en azul, que son seis y están espaciados angularmente por $\pi/3$ (rad). Por otra parte, los vectores nulos, mostrados en gris, que no generan tensión. Es relevante destacar que los vectores 0 y 7 producen la misma tensión idealmente, nula en ambos casos [20].

[3] Un bit es la unidad de información más pequeña, la cual representa un valor binario que puede ser únicamente 0 o 1 [103].

3.4.2. Modelo con consideración del tiempo muerto

En la Sección 2.3.2 se presentó el tiempo muerto como la no linealidad del convertidor de tensión que tiene más efecto en el accionamiento eléctrico cuando se aumenta la frecuencia de conmutación. Además, su influencia se incrementa conforme lo hace la frecuencia. En el presente TFG es fundamental disponer de un modelo del convertidor que considere dicho efecto, pues el análisis se centra precisamente en el comportamiento del accionamiento a altas frecuencias. El modelo presentado previamente en la Sección 3.4.1 no contempla el tiempo muerto, sin embargo, servirá como base para el modelo que sí lo considera.

El modelo del tiempo muerto que se plantea a continuación es válido para cualquier análisis, no obstante, resulta especialmente relevante para esquemas de control directos[4] -con modulación implícita- debido a que esta no linealidad se modelará como una acción de control. Es decir, el tiempo muerto no depende del esquema de control empleado, sin embargo, en función de la técnica que se emplee para la regulación del accionamiento, resulta beneficioso modelar su efecto de una forma u otra. En la Sección 5.2 se hace una revisión sobre como han modelado otros autores su efecto y lo han considerado en distintos métodos de control.

De forma breve, se puede definir el tiempo muerto como un estado que aparece siempre -por motivos de seguridad- durante la conmutación entre acciones de control. El tiempo muerto tiene una duración finita y definida de valor t_d. Durante este intervalo de tiempo, los dos semiconductores de las ramas que conmutan permanecen abiertos, y la tensión que aparece en cada rama depende del sentido de la corriente en esa misma rama en el momento previo a la conmutación (ver Sección 2.3.2).

Si se conoce la polaridad de la corriente de fase de las ramas que conmutan, se puede conocer la tensión en cada rama durante el tiempo muerto. De este hecho nace la idea de modelar el tiempo muerto como una acción que control que se aplica de forma involuntaria -durante un tiempo t_d- como resultado de la transición entre dos estados de conmutación conocidos [104]. La acción de control aplicada durante el tiempo muerto será una de las disponibles en el convertidor. En el caso trifásico expuesto, una de las ocho posibles, y por lo tanto tendrá asociado un estado de tensión que podrá mapearse

[4] A lo largo de este TFG se emplean técnicas de regulación directas, siendo por lo tanto este análisis fundamental en el desarrollo del mismo.

en el plano α-β, ver Figura 3.5.

Para determinar la acción de control aplicada durante el tiempo muerto, es necesario analizar el comportamiento de cada rama de forma individual. A partir del estado de cada una, puede determinarse la acción de control resultante. El procedimiento a seguir se describe a continuación:

1. Conocer los estados de conmutación antes y después del tiempo muerto, es decir, las variables S_i con $i \in \{a, b, c\}$.

2. Conocer la polaridad de la corriente en las ramas que conmutan.

3. En las ramas que no conmutan no aparece el tiempo muerto, ya que no es necesario poner en corte los dos semiconductores. Sin embargo, se considerará que se aplica el tiempo muerto, y que durante dicho intervalo mantienen su estado. Esta consideración permite modelar el tiempo muerto como una acción de control que siempre aparece, independientemente de que existan algunas ramas que no modifican su estado -no conmutan-.

4. En las ramas que conmutan, es necesario considerar la polaridad de la corriente[5]:

   - Corriente positiva ($i > 0$): la rama permanece a nivel bajo durante el tiempo muerto, $S_i = 0$.
   - Corriente negativa ($i < 0$): la rama permanece a nivel alto durante el tiempo muerto, $S_i = 1$.

5. Conocido el estado de cada rama durante el tiempo muerto, se puede identificar la acción de control con la que se corresponde $\mathbf{S} = [S_a\ ,\ S_b\ ,\ S_c]$, dando como resultado un número binario de tres bits, que mediante su valor decimal puede ser identificado en el plano α-β, ver Figura 3.5.

En la Figura 3.6 se representa la conmutación entre dos acciones de control conocidas (6 y 3), en tres escenarios distintos:

[5] Durante el análisis no se contempla la posibilidad de que la corriente valga estrictamente 0, ya que en entornos reales la probabilidad de que esto ocurra durante el funcionamiento del accionamiento es ínfima.

- En la Figura 3.6a) se representa el caso ideal, en el que no se considera el tiempo muerto. Se observa que la conmutación entre acciones de control se realiza de forma instantánea. En este caso, no es necesario considerar la polaridad de las corrientes.

- En la Figura 3.6b) se tiene en cuenta el tiempo muerto y se considera un estado de corrientes concreto[6]. En este caso, aparece un estado de conmutación durante el tiempo muerto, el cual se calcula a partir del procedimiento mencionado anteriormente. Se observa que durante el periodo t_d no se aplica el estado que debería aplicarse idealmente, este hecho se estudiará en profundidad posteriormente, pues en él se fundamente el método propuesto en este TFG (ver Sección 5.3).

- En la Figura 3.6c) se considera también el tiempo muerto, pero en este caso se ha considerado un estado de corrientes distinto al anterior. Así, se pone de manifiesto que el efecto del tiempo muerto tiene una alta variabilidad, ya que conmutaciones entre las mismas acciones de control pueden generar distintos estados de conmutación, dependiendo este del estado de corrientes.

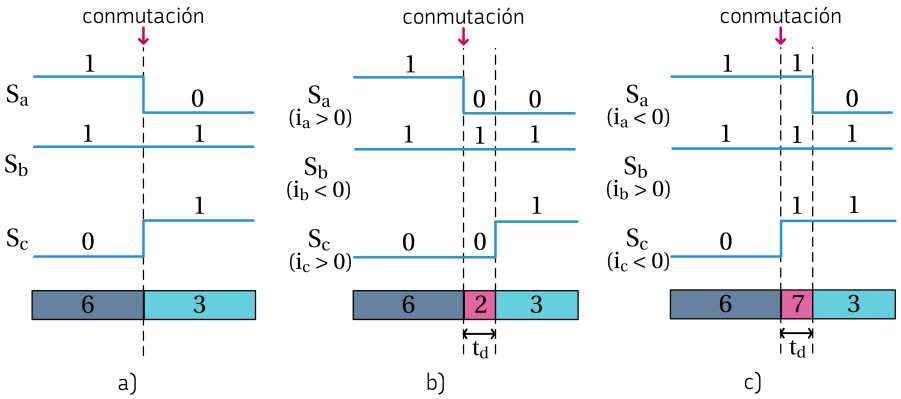


Figura 3.6: Conmutación entre acciones de control en un convertidor trifásico de dos niveles. a) Caso ideal. b) Consideración del tiempo muerto. c) Consideración del tiempo muerto y estado de corrientes distinto. *Fuente: Elaboración propia.*

[6] Se le denomina estado de corrientes a un conjunto definido de polaridades para las corrientes de fase.

En resumen, el modelo del convertidor que incluye el efecto del tiempo muerto puede considerarse una ampliación del modelo ideal, que además del estado de conmutación $\mathbf{S}$, necesita la polaridad de las corrientes para definir adecuadamente la tensión en cada una de las ramas.

En secciones posteriores se tratarán otros aspectos relevantes del tiempo muerto. En la Sección 4.4 se estudia su influencia en el control del accionamiento eléctrico, mientras que en la Sección 5.3 se desarrolla un método de control predictivo que considera su efecto.

3.5. Caso hexafásico

En las secciones previas se han descrito las transformadas y modelos matemáticos necesarios para caracterizar el comportamiento de un accionamiento eléctrico trifásico, compuesto por una máquina de inducción y un convertidor de dos niveles. Tomando como referencia el caso trifásico, en esta sección se extiende al caso multifásico.

Concretamente se detallarán para la topología empleada en este TFG: una máquina hexafásica de inducción con rotor en jaula de ardilla, compuesta por dos devanados trifásicos distribuidos en configuración asimétrica, con los neutros aislados entre sí. Además, para alimentar esta máquina se emplean dos convertidores trifásicos de dos niveles, conectados a fuentes independientes. En la Figura 3.7 se muestra un esquema de la topología descrita.

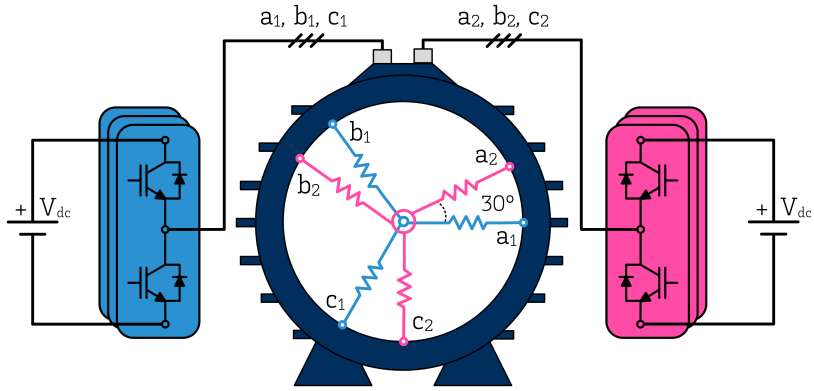


Figura 3.7: Máquina de inducción hexafásica asimétrica alimentada por dos convertidores trifásicos de dos niveles. *Fuente: Elaboración propia.*

3.5.1. Transformadas matemáticas en accionamientos multifásicos

En el caso multifásico, la transformada de Clarke tiene un mayor impacto que en el caso trifásico, debido a que no se obtiene un único subespacio vectorial ortonormal, sino que aparecen adicionalmente una serie de subespacios secundarios. Si la máquina es de devanados distribuidos -como en el caso de estudio-, estos subespacios secundarios están relacionados únicamente con pérdidas en el cobre del estátor [58]. En consecuencia, aplicando la transformada de Clarke a una máquina multifásica de devanados distribuidos, pueden desacoplarse las componentes que generan flujo y par (α-β) de aquellas que únicamente generan pérdidas (x_i-y_i). El subíndice i indica que puede haber múltiples subespacios secundarios, ya que su número depende tanto del número de fases de la máquina como de la configuración de conexión de sus neutros [105]. Para la máquina utilizada en este trabajo, hexafásica con los dos neutros aislados entre sí, únicamente aparece un subespacio secundario denominado x-y [61].

La transformada de Clarke [C_6] para la configuración asimétrica de la máquina objeto de estudio es [106]:

$$[C_6] = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/2 & 1/2 & -1 \\ 1 & -1/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 1/2 & 1/2 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{3.14}$$

siendo:

k: parámetro que toma valor $1/3$ para mantener invariante la amplitud del flujo magnético, tensión o corriente, o bien, $\sqrt{1/3}$ para mantener invariante la potencia eléctrica.

Haciendo uso de la matriz de Clarke [C_6] (3.14), pueden expresarse las variables de fase de la máquina en los nuevos subespacios ortonormales desacoplados [107]:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^T_{\boldsymbol{\alpha\beta xyz_1z_2}} &= [C_6] \cdot \mathbf{x}^T_{\mathbf{a_1b_1c_1a_2b_2c_2}} \\ \mathbf{x}^T_{\mathbf{a_1b_1c_1a_2b_2c_2}} &= [C_6]^{-1} \cdot \mathbf{x}^T_{\boldsymbol{\alpha\beta xyz_1z_2}} \end{aligned} \tag{3.15}$$

siendo:

$\mathbf{x_{\alpha\beta xyz_1z_2}} = [x_\alpha \; x_\beta \; x_x \; x_y \; x_{z1} \; x_{z2}]$: variables en el plano principal (α-β), plano secundario (x-y) y componentes de secuencia cero -homopolar- (z_1 , z_2).

$\mathbf{x_{a_1b_1c_1a_2b_2c_2}} = [x_{a1} \; x_{b1} \; x_{c1} \; x_{a2} \; x_{b2} \; x_{c2}]$: variables de fase del sistema hexafásico.

Al aplicar VSD a las variables de fase, se obtienen dos subespacios desacoplados (α-β y x-y) junto a dos componentes homopolares (z_1 , z_2). Dado que la máquina empleada posee los neutros aislados, las componentes homopolares se consideran nulas en lo que respecta a las corrientes, ya que no es posible el flujo de corriente entre ambos devanados trifásicos. Este hecho se evidencia en las dos últimas filas de la matriz de Clarke expuesta (3.14), ya que para cada conjunto trifásico la suma de las corrientes es nula.

En lo que respecta a la transformada de Park, su extensión al caso multifásico es directa, pues al contar con subespacios desacoplados se puede aplicar directamente lo expuesto para el caso trifásico, en la expresión (3.3). Las componentes d-q se calculan a partir de una rotación de las componentes α-β, y de forma análoga, las componentes x'-y' se obtienen rotando las componentes x-y. Sin embargo, en el caso del subespacio secundario, se obtienen mejoras en el control de máquinas asimétricas si su marco de referencia gira de forma antisíncrona, es decir, multiplicando por la transformada inversa de Park [108]. Se definen a continuación las transformadas descritas [28]:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = [D] \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

$$\begin{bmatrix} x_{x'} \\ x_{y'} \end{bmatrix} = [D]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_x \\ x_y \end{bmatrix} \tag{3.17}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \; ; \; [D]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

Usualmente, el ángulo θ -ángulo entre el eje d y el eje α- se hace coincidir con el ángulo del vector del flujo magnético rotórico (θ_f) [109]. Así, se logra que la componente d quede ligada exclusivamente con el flujo magnético. Además, si se trabaja con flujo magnético constante -habitualmente se fija al valor nominal-, la componente q queda

ligada exclusivamente a la producción de par, permitiendo regular ambas variables de forma independiente [20].

La obtención del ángulo θ_f no es directa en máquinas de inducción[7]. Esto se debe a que θ_f se determina a partir de la integración de la velocidad eléctrica del estátor (ω_s), y usualmente solo se dispone de la velocidad eléctrica del rotor (ω_r), obtenida a partir de la medición de la velocidad mecánica (ω_m) con un *encoder* rotatorio. Sin embargo, el ángulo θ_f puede obtenerse a partir de la siguiente expresión, que considera la velocidad de deslizamiento (ω_{sl}) [111]:

$$\theta_f = \int \omega_s \cdot dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) \cdot dt = \int \left(\omega_r + \frac{R_r \cdot i_{qs}}{L_r \cdot i_{ds}} \right) \cdot dt \tag{3.19}$$

siendo:

$\omega_r = p \cdot \omega_m$, donde p es el número de pares de polos.

R_r , L_r : resistencia e inductancia rotóricas. Al cociente L_r / R_r se le conoce como constante de tiempo del rotor (τ_r), y caracteriza su comportamiento dinámico [61].

i_{qs} , i_{ds} : componentes q y d de las corrientes del estátor. Usualmente, se emplean las de referencia generadas por el esquema de control [20].

3.5.2. Modelado de la máquina eléctrica de inducción

En esta sección se presenta el modelo dinámico de la máquina hexafásica objeto de estudio, trabajando en modo motor. El modelado se realiza empleando variables VSD en un sistema de referencia estacionario. Las diferencias principales respecto al modelo trifásico expuesto en la Sección 3.3 son la aparición de un nuevo subespacio secundario (x-y) y la particularización para el caso concreto de una máquina que tiene el rotor de jaula de ardilla. A continuación se presentan los tres conjuntos de ecuaciones que definen el modelo, haciendo uso de variables complejas para obtener expresiones más compactas[8] [61]:

[7] En máquinas síncronas, el ángulo θ_f puede obtenerse mediante la integración de la velocidad eléctrica del rotor (ω_r), pues es la misma que la del estátor (ω_s) al no existir deslizamiento [110].

[8] Los vectores con el subíndice $\alpha\beta$ tienen la forma $\alpha + \beta j$, mientras que los que tienen el subíndice xy son de la forma $x + y j$.

- **Ecuaciones de la tensión en el estátor y en el rotor.**

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}} &= R_s \cdot \mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}}}{dt} \\ 0 &= R_r \cdot \mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta r}} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{\boldsymbol{\alpha\beta r}}}{dt} - j\omega_r \cdot \boldsymbol{\lambda}_{\boldsymbol{\alpha\beta r}} \\ \mathbf{v}_{\mathbf{xys}} &= R_s \cdot \mathbf{i}_{\mathbf{xys}} + \frac{d}{dt} L_{ls} \cdot \mathbf{i}_{\mathbf{xys}} \end{aligned} \tag{3.20}$$

siendo:

$\mathbf{v}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}}$, $\mathbf{v}_{\boldsymbol{\alpha\beta r}}$: vectores de tensión del estátor y del rotor en el plano α-β.

R_s , R_r : resistencias estatórica y rotórica.

$\mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}}$, $\mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta r}}$: vectores de corriente del estátor y del rotor en el plano α-β.

$\boldsymbol{\lambda}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}}$, $\boldsymbol{\lambda}_{\boldsymbol{\alpha\beta r}}$: vectores de flujo magnético del estátor y del rotor en el plano α-β.

ω_r : velocidad angular eléctrica del rotor.

$\mathbf{v}_{\mathbf{xys}}$: vector de tensión del estátor en el plano x-y.

$\mathbf{i}_{\mathbf{xys}}$: vector de corriente del estátor en el plano x-y.

L_{ls} : inductancia de fuga del estátor.

- **Ecuaciones del flujo magnético de la máquina.**

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\lambda}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}} &= (L_{ls} + L_m) \cdot \mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}} + L_m \cdot \mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta r}} = L_s \cdot \mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}} + L_m \cdot \mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta r}} \\ \boldsymbol{\lambda}_{\boldsymbol{\alpha\beta r}} &= (L_{lr} + L_m) \cdot \mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta r}} + L_m \cdot \mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}} = L_r \cdot \mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta r}} + L_m \cdot \mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}} \end{aligned} \tag{3.21}$$

siendo:

L_m : inductancia mutua de la máquina.

L_{ls} , L_{lr} : inductancias de fuga del estátor y del rotor.

L_s , L_r : inductancias del estátor y del rotor.

- **Ecuación electromecánica.**

$$\begin{aligned} T_e - T_l &= J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + F \cdot \omega_m \\ T_e &= 3 \cdot p \cdot Re\left(\boldsymbol{\lambda}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}} \cdot \overline{\mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}}}\right) \end{aligned} \tag{3.22}$$

siendo:

T_e : par eléctrico producido por la máquina.

T_l : par de carga.

J : inercia rotacional del sistema.

F : coeficiente de fricción viscosa.

p : número de pares de polos.

ω_m : velocidad mecánica del rotor ($\omega_r = p \cdot \omega_m$).

$\overline{\mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}}}$: variable compleja conjugada del vector $\mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}}$.

En la Figura 3.8 se muestran los circuitos equivalentes -uno por cada subespacio- que representan las ecuaciones eléctricas de la máquina funcionando en modo motor, descritas anteriormente.

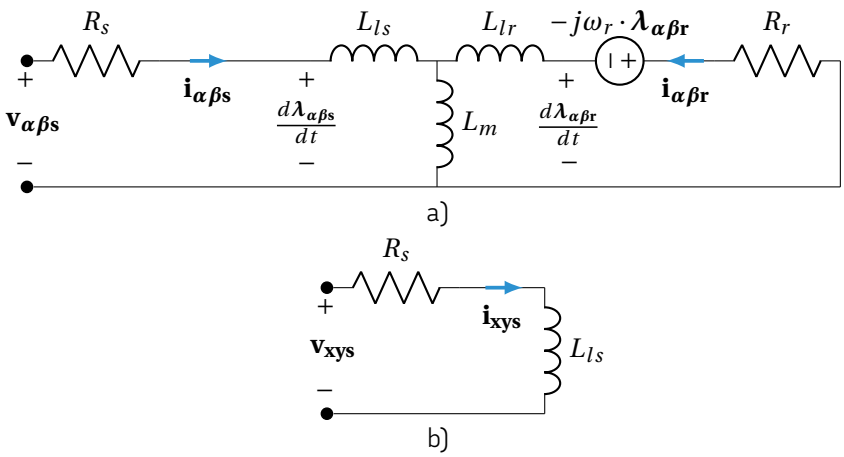


Figura 3.8: Circuito equivalente en un sistema de referencia estacionario de una máquina asíncrona hexafásica con rotor en jaula de ardilla. a) Subespacio α-β. b) Subespacio x-y. *Fuente: Elaboración propia.*

3.5.3. Modelado del convertidor electrónico

El modelo del convertidor en el caso hexafásico puede extenderse a partir de lo desarrollado para el caso trifásico en la Sección 3.4, dado que la alimentación de la máquina se realiza mediante dos convertidores trifásicos de dos niveles, cada uno conectado a un devanado estatórico, como se muestra en la Figura 3.7.

Considerando la conexión de ambos convertidores con los devanados y extendiendo el razonamiento empleado para obtener la ecuación (3.12), el modelo de los convertidores

en la topología estudiada puede expresarse como [112]:

$$\begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ v_{c1} \\ v_{a2} \\ v_{b2} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \\ S_{a2} \\ S_{b2} \\ S_{c2} \end{bmatrix} \tag{3.23}$$

Al igual que en el caso trifásico, se puede definir un vector que modele el estado de conmutación de cada una de las ramas de los convertidores:

$$\mathbf{S} = [S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}, S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}] \tag{3.24}$$

Dado que se emplean dos convertidores distintos, las componentes del vector tienen la forma $S_{i,j}$, donde el primer subíndice hace referencia a la fase ($i \in \{a, b, c\}$) y el segundo al conjunto trifásico al que pertenece ($j \in \{1, 2\}$). El vector $\mathbf{S}$ representa un número binario de seis bits, dando lugar a $2^6 = 64$ combinaciones distintas. Cada una de las combinaciones representa un estado de conmutación distinto, teniendo cada uno asociadas unas tensiones de fase, que se obtienen mediante la aplicación de la expresión (3.23). Al igual que ocurre en el caso trifásico, estos estados pueden representarse en los planos desacoplados mediante la aplicación de la transformada de Clarke (3.15). Sin embargo, al contar con dos subespacios, cada vector tiene una componente de tensión en ambos: principal (α-β) y secundario (x-y). En la Figura 3.9 se muestra la representación vectorial de los estados de conmutación, donde cada uno de ellos se identifica con su valor decimal.

Los estados de conmutación mostrados en en la Figura 3.9 pueden clasificarse en función de la tensión que producen en cada subespacio. Siguiendo este criterio, pueden distinguirse cinco grupos diferentes, que han sido identificados mediante un código de colores. Usualmente, estos grupos se nombran en función de la producción de los vectores en el plano principal [113]:

- **Vectores largos** (V_l) : representados en cian, son los que tienen una mayor producción en el subespacio α-β, y además, de todos los vectores activos, son los que tienen una menor contribución en el plano secundario x-y.

- **Vectores medianos-largos** (V_{ml}) : representados en azul oscuro, presentan menor tensión en el plano principal que los anteriores. Además también son medianos-largos en el plano secundario, presentando el mismo módulo en ambos subespacios.

- **Vectores medianos** (V_m) : representados en rosa, al igual que los anteriores presentan el mismo módulo en los dos planos. Sin embargo, estos tienen una menor contribución en ambos.

- **Vectores pequeños** (V_p) : representados en magenta, son el grupo de vectores activos que tienen una menor contribución en el plano principal. Estos son los vectores que poseen una mayor producción en el subespacio secundario, siendo considerados largos en x-y.

- **Vectores nulos** (V_n) : representados en gris, presentan contribución nula en ambos subespacios. Para el caso de estudio, existen cuatro estados de conmutación (0, 7, 56 y 63) que generan un vector nulo.

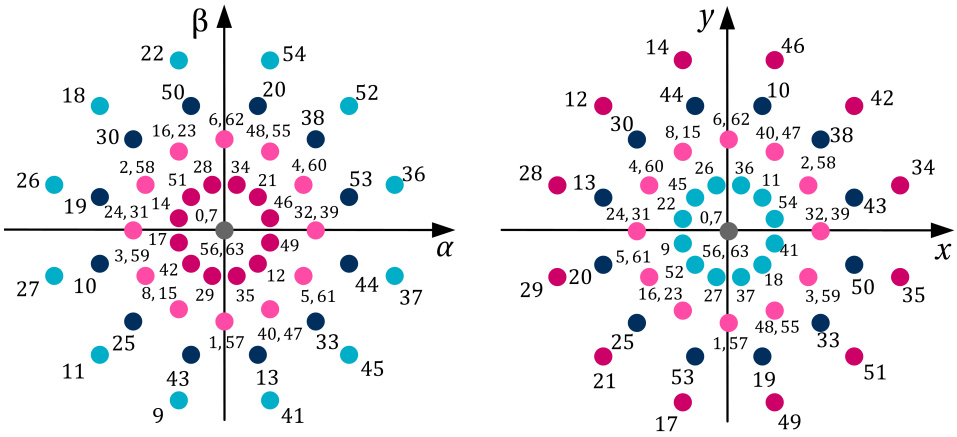


Figura 3.9: Representación vectorial de los estados de conmutación disponibles en una máquina de seis fases asimétrica alimentada por dos convertidores trifásicos de dos niveles. *Fuente: Elaboración propia.*

En máquinas de devanados distribuidos, en las que la producción de flujo y par queda ligada al plano α-β, y el plano x-y se relaciona exclusivamente con pérdidas por efecto

Joule en el estátor, resulta de interés el uso de V_1, por ser el grupo de vectores activos con mayor producción en el plano principal y menor en el secundario. Este hecho ha motivado el desarrollo de técnicas de regulación que únicamente utilizan estas acciones de control para producir tensión no nula [114]. Por otro lado, la posición relativa entre vectores en ambos subespacios ha permitido desarrollar métodos de control que combinan varios estados de conmutación por periodo de control, creando las denominadas técnicas multivectoriales, también conocidas como vectores virtuales de tensión [17]. Estos temas se tratarán en profundidad en el Capítulo 4, donde se describen algunas de las técnicas de regulación empleadas en los accionamientos eléctricos multifásicos.

En lo relativo al modelado del tiempo muerto, puede aplicarse lo desarrollado para el caso trifásico en la Sección 3.4.2. En la Figura 3.10 se representa la conmutación entre dos acciones de control conocidas (9 y 22), en tres escenarios distintos: el caso ideal sin consideración del tiempo muerto y dos casos que sí lo consideran, en los que se realiza la conmutación bajo estados de corriente distintos.

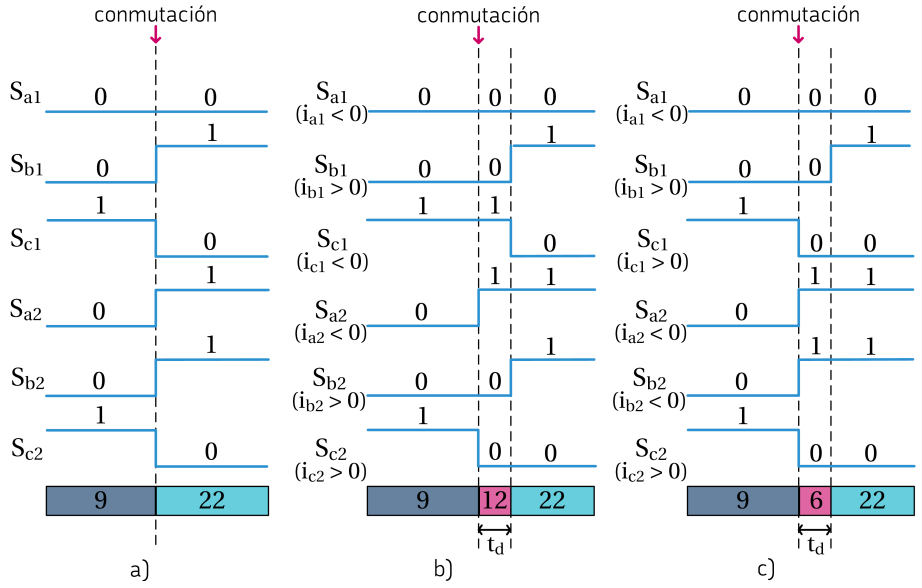


Figura 3.10: Conmutación entre acciones de control en una máquina hexafásica alimentada por dos convertidores trifásicos de dos niveles. a) Caso ideal. b) Consideración del tiempo muerto. c) Consideración del tiempo muerto y estado de corrientes distinto. *Fuente: Elaboración propia.*

Aunque la extensión del modelado del tiempo muerto al caso hexafásico pueda parecer trivial, su impacto en el control adquiere una mayor relevancia. Un indicio claro de su consecuencia es que conmutaciones entre vectores del mismo grupo, por ejemplo V_l (ver Figura 3.9), puede ocasionar la aparición de estados de conmutación durante el tiempo muerto que no son de la misma naturaleza, como V_p (ver Figura 3.10b)) o V_m (ver Figura 3.10c)), entre otros. Por este motivo, en la Sección 4.4 se realiza un estudio detallado de su influencia en el control de accionamientos multifásicos.

3.5.4. Modelo en espacio de estados discretizado

En la Sección 3.5.2 se presentó el modelo de la máquina bajo estudio mediante ecuaciones diferenciales. Sin embargo, para su implementación en esquemas MPC, es necesario disponer de una versión discretizada en espacio de estados[9] que describa su comportamiento de manera adecuada.

En primer lugar, las ecuaciones diferenciales que modelan el comportamiento de la máquina deben expresarse como un espacio de estados de la forma [20]:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\mathbf{X} &= [A]\cdot\mathbf{X} + [B]\cdot\mathbf{U} \\ \mathbf{X} &= [i_{\alpha s}\ i_{\beta s}\ i_{xs}\ i_{ys}\ \lambda_{\alpha r}\ \lambda_{\beta r}]^T \\ \mathbf{U} &= [v_{\alpha s}\ v_{\beta s}\ v_{xs}\ v_{ys}\ 0\ 0]^T \end{aligned} \tag{3.25}$$

siendo:

$i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$, i_{xs} , i_{ys} : componentes de la corrientes de fase estatóricas en los planos principal y secundario.

$v_{\alpha s}$, $v_{\beta s}$, v_{xs} , v_{ys} : componentes de las tensiones de fase estatóricas en los planos principal y secundario.

$\lambda_{\alpha r}$, $\lambda_{\beta r}$: componentes del flujo rotórico en el subespacio principal.

A continuación se definen las matrices $[A]$ y $[B]$, que caracterizan el comportamiento dinámico de la máquina y dependen de sus parámetros. Además, la primera de ellas también lo hace de la velocidad eléctrica del rotor:

[9] Esta necesidad se debe al uso de procesadores digitales de señales para el control del accionamiento eléctrico.

$$[A] = \begin{bmatrix} a_0 & 0 & 0 & 0 & b_0 & f_0 \cdot \omega_r \\ 0 & a_0 & 0 & 0 & -f_0 \cdot \omega_r & b_0 \\ 0 & 0 & c_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_0 & 0 & 0 \\ d_0 & 0 & 0 & 0 & e_0 & -\omega_r \\ 0 & d_0 & 0 & 0 & \omega_r & e_0 \end{bmatrix} ; \; [B] = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & g_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.26}$$

$$\begin{aligned} \sigma &= 1 - \frac{L_m^2}{L_r \cdot L_s} & \tau_r &= \frac{L_r}{R_r} & \tau_s &= \frac{L_s}{R_s} & \tau_{ls} &= \frac{L_{ls}}{R_s} \\ a_0 &= -\left(\frac{1}{\sigma \cdot \tau_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot \tau_r}\right) & b_0 &= \frac{1-\sigma}{\tau_r \cdot \sigma \cdot L_m} & c_0 &= -\frac{1}{\tau_{ls}} & d_0 &= \frac{L_m}{\tau_r} \\ e_0 &= -\frac{1}{\tau_r} & f_0 &= \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot L_m} & g_0 &= \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & h_0 &= \frac{1}{L_{ls}} \end{aligned} \tag{3.27}$$

donde:

ω_r : velocidad eléctrica del rotor.

L_m : inductancia mutua de la máquina.

L_{ls} , L_{lr} : inductancias de fuga del estátor y del rotor.

L_s , L_r : inductancias del estátor y del rotor.

R_s , R_r : resistencias estatórica y rotórica.

A partir del modelo en variables de estado de la máquina, se puede realizar su discretización. Con tal fin, existen distintos métodos, pero destaca el de Euler hacia adelante (*Forward Euler*), por requerir un pequeño coste computacional y presentar buenos resultados cuando el tiempo de muestreo es pequeño [115]. En el caso del MPC (detallado en el Capítulo 4), el tiempo de muestreo coincide con el periodo de control del algoritmo de regulación (T_s). El método *Forward Euler* se basa en aproximar [20]:

$$\frac{d}{dt}\mathbf{X} \cong \frac{\mathbf{X}(k+1) - \mathbf{X}(k)}{T_s} \tag{3.28}$$

Aplicando la aproximación (3.28) a la expresión (3.25) se obtiene que:

$$\begin{aligned} \frac{\mathbf{X}(k+1)-\mathbf{X}(k)}{T_s} &= [A]\cdot\mathbf{X}(k)+[B]\cdot\mathbf{U}(k) \\ \mathbf{X}(k+1)-\mathbf{X}(k) &= T_s\cdot[A]\cdot\mathbf{X}(k)+T_s\cdot[B]\cdot\mathbf{U}(k) \\ \mathbf{X}(k+1) &= \big([I]+T_s\cdot[A]\big)\cdot\mathbf{X}(k)+T_s\cdot[B]\cdot\mathbf{U}(k) \end{aligned} \tag{3.29}$$

donde:

$[I]$: matriz identidad de dimensión $\mathbf{6}$.

En la expresión (3.29) se pueden definir dos nuevas matrices para simplificarla:

$$\begin{aligned} [\Phi] &= [I]+T_s\cdot[A] \\ [\Gamma] &= T_s\cdot[B] \end{aligned} \tag{3.30}$$

Finalmente, se puede reescribir la expresión (3.29) haciendo uso de las matrices $[\Phi]$ y $[\Gamma]$, obteniendo así el modelo discretizado de la máquina:

$$\mathbf{X}(k+1)=[\Phi]\cdot\mathbf{X}(k)+[\Gamma]\cdot\mathbf{U}(k) \tag{3.31}$$

El modelo obtenido en la expresión (3.31) permite calcular las corrientes futuras de la máquina $(k+1)$, a partir de las corrientes, del estado de conmutación aplicado y de la velocidad eléctrica del rotor, evaluados en el instante actual (k). Esta predicción puede extenderse tantas veces como se necesite, tomando como entrada los valores de salida de la predicción anterior [107, 114].

El MPC, método de control objeto de estudio en este TFG, basa su funcionamiento en la predicción de corrientes futuras. Por este motivo, en el Capítulo 4 se introducirán distintas técnicas de regulación empleadas en los accionamientos eléctricos multifásicos, haciendo énfasis en el MPC y sus distintas variantes.

CAPÍTULO 4

Control de accionamientos multifásicos

Contenido

4.1. Introducción 66
4.2. Clasificación de las estrategias de regulación 66
4.3. Control predictivo basado en modelo (MPC) 68
4.3.1. Principio de funcionamiento 68
4.3.2. Esquema de control 72
4.3.3. Control predictivo estándar 73
4.3.4. Control predictivo con acciones multivectoriales 74
4.4. Influencia del tiempo muerto en el control predictivo basado en modelo 79

4.1. Introducción

Las máquinas eléctricas multifásicas presentan una serie de características técnicas que las posicionan como una alternativa sólida frente a las máquinas trifásicas convencionales, especialmente en aquellas aplicaciones que exigen altas prestaciones o un elevado grado de fiabilidad. No obstante, para explotar el potencial de estos sistemas, resulta necesario desarrollar técnicas de control de altas prestaciones, capaces de aprovechar los grados de libertad adicionales que caracterizan a estos sistemas multifásicos.

Generalmente, los algoritmos de regulación para accionamientos eléctricos buscan seguir la referencia de una variable mecánica —como el par, la posición o la velocidad— mediante una gestión adecuada de las variables eléctricas, procurando además que la calidad de las señales empleadas sea la mejor posible. En este aspecto, la mayoría de las técnicas de control empleadas en accionamientos multifásicos se fundamentan en los esquemas de control clásicos implementados en máquinas trifásicas, los cuales han sido extendidos para un número de fases mayor [59, 63].

En este Capítulo 4, en primer lugar, se presenta una visión general de los métodos de control utilizados en máquinas multifásicas, con el objetivo de contextualizar el control predictivo basado en modelo, técnica que será analizada en profundidad por ser la empleada en el presente TFG. Finalmente, se estudia la influencia del tiempo muerto en el control predictivo, poniendo de manifiesto sus limitaciones y estableciendo la base para el desarrollo del método propuesto en este TFG.

4.2. Clasificación de las estrategias de regulación

Las técnicas de regulación de altas prestaciones que gobiernan la actuación del convertidor en el accionamiento eléctrico pueden clasificarse en dos grupos [20]:

- **Lineales:** se basan en el empleo de controladores proporcionales-integrales (PI). Destaca el control orientado de campo (FOC, por sus siglas en inglés, *Field Oriented Control*) [116, 117]. Su variante más extendida en la literatura es el control orientado de campo rotórico (RFOC, por sus siglas en inglés, *Rotor Field Oriented Control*) [118]. Su nombre hace alusión a su principio de funcionamiento, pues se basa en la alineación del vector de flujo magnético rotórico con el eje d del

sistema de referencia síncrono, consiguiendo desacoplar la producción de par -componente q- de la producción de flujo -componente d-, para regularlas de forma independiente. En máquinas de inducción, la obtención del ángulo del flujo rotórico no es directa (ver Sección 3.5.1), dando este hecho lugar a dos variantes del control, en función de como se obtiene este ángulo: incorporando sensores de tensión y corriente (DRFOC, por sus siglas en inglés, *Direct Rotor Field Oriented Control*) [119], o bien, estimándolo únicamente a partir de las corrientes medidas y los parámetros de la máquina (IRFOC, por sus siglas en inglés, *Indirect Rotor Field Oriented Control*) [120]. Independientemente de la variante utilizada, estas técnicas emplean varios lazos de control basados en controladores PI para obtener las tensiones de referencia que satisfacen los valores de velocidad o par impuestos. Por lo tanto, necesitan etapas de modulación explícitas para generar la secuencia de conmutación de los convertidores.

- **No lineales:** engloban un amplio conjunto de técnicas de control. Se basan en la selección de la acción de control óptima, empleando para ello distintas estrategias: algoritmos de inteligencia artificial (IA) [121, 122], comparadores de banda de histéresis o predicciones basadas en el modelo de la máquina, entre otras. Destaca el control directo de par (DTC, por sus siglas en inglés, *Direct Torque Control*) [123–125], que conociendo el efecto de las acciones de control disponibles -almacenado en tablas de búsqueda- sobre las variables a regular (usualmente flujo y par), utiliza controladores de banda de histéresis para seleccionar aquella que satisfaga las necesidades del sistema. Otra técnica ampliamente utilizada es el control predictivo basado en modelo, que será detallado posteriormente por su importancia en este TFG. Dado que ambas estrategias no necesitan una etapa de modulación explícita, en la literatura se les atribuye una modulación implícita. Esta particularidad también ocasiona que se les identifique como técnicas de control directas [20].

4.3. Control predictivo basado en modelo (MPC)

El control predictivo basado en modelo no fue creado originalmente para su aplicación en el control de accionamientos eléctricos. Esta técnica de regulación surgió en la década de 1980, en el ámbito de la industria de procesos, donde se empleó para el control de reactores en plantas químicas. Pese a su éxito en sistemas de dinámica lenta -como los anteriores- su adaptación para la regulación de accionamientos eléctricos no fue fácil, siendo el principal inconveniente la implementación en tiempo real, que resultaba inviable con la tecnología de la época [126]. No obstante, con el desarrollo de la electrónica de potencia y los procesadores digitales de señales, comenzó a considerarse como una alternativa versátil, con buena respuesta dinámica y, entonces, fácilmente implementable [127]. El avance del control predictivo en el contexto de los accionamientos eléctricos coincidió con el creciente interés por las máquinas multifásicas, estableciendo una sinergia que dio lugar a un nuevo campo de investigación, que rápidamente despertó un notable interés en la comunidad científica [14, 128].

4.3.1. Principio de funcionamiento

El MPC se fundamente en el uso de un modelo discretizado de la máquina para predecir su comportamiento futuro ante distintas señales de entrada. Esto permite conocer de forma anticipada la respuesta de la máquina ante distintas acciones de control, con el objetivo de seleccionar aquella que acerque al sistema al estado deseado en cada instante de tiempo. Así, la regulación de la máquina se trata como un problema de optimización en tiempo real, en el que se selecciona la acción de control que minimiza el error entre las señales de referencia y las predichas.

El control predictivo destaca por su sencilla implementación, debido a su funcionamiento intuitivo y a la facilidad con la que permite incorporar restricciones o modificaciones en el modelo de predicción [129]. En este TFG se aprovecha dicha característica del MPC, utilizando un modelo que tiene en cuenta el efecto del tiempo muerto en las predicciones, véase la Sección 5.3.

En sus inicios, el MPC aplicado a sistemas multifásicos presentaba una serie de desventajas que se han ido mitigando gracias a los esfuerzos de la comunidad científica. La necesidad de evaluar un gran número de posibles acciones de control -más a mayor

número de fases- implicaba un elevado coste computacional. No obstante, la evolución de los DSPs, junto con el análisis *offline* de las acciones de control mediante técnicas de poda[1], ha permitido reducir significativamente la carga computacional asociada a esta estrategia de regulación. Otro inconveniente del MPC en su versión estándar es la baja calidad de las corrientes, consecuencia de la imposibilidad de cumplir simultáneamente los requerimientos en ambos planos aplicando un único estado de conmutación por periodo de control. Esta limitación motivó el desarrollo de estrategias multivectoriales [17], las cuales se abordan en detalle más adelante. Por último, debe mencionarse su dependencia respecto a los parámetros eléctricos de la máquina, ya que se utilizan en la construcción del modelo, utilizado para realizar las predicciones [130].

Entre los algoritmos de regulación predictivos destacan principalmente dos variantes:

- **Control predictivo continuo basado en modelo:** conocido como CCS-MPC (por sus siglas en inglés, *Continous-Control Set Model-Predictive Control*), utiliza el modelo discretizado de la máquina para calcular las tensiones de referencia, que aplicadas en la máquina, conseguirían un error nulo entre las corrientes predichas y las de referencia [131]. Debido a que esta técnica proporciona como salida unas tensiones de referencia, necesita una etapa de modulación explícita para determinar la secuencia de conmutación del convertidor.

- **Control predictivo finito basado en modelo:** conocido como FCS-MPC (por sus siglas en inglés, *Finite-Control Set Model-Predictive Control*), combina el modelo discretizado de la máquina con una función de costes, para determinar la acción de control que minimiza el error entre las corrientes predichas y las de referencia. Esta técnica evalúa directamente los estados de conmutación disponibles, eliminando así la necesidad de una etapa de modulación, pues como resultado del control se obtiene el estado de conmutación que debe aplicarse en el convertidor.

El FCS-MPC es la variante más utilizada en el campo de los accionamientos eléctricos multifásicos [61], siendo por lo tanto objeto de estudio de este TFG. Su principio de funcionamiento se muestra en la Figura 4.1, donde se representa una señal genérica.

[1] Un ejemplo de estas técnicas es el estudio de la contribución de cada acción de control en los distintos subespacios, con el fin de evaluar únicamente aquellas que presentan una componente reducida en el plano secundario, como es el caso de los vectores largos V_l (ver Figura 3.9).

Como puede observarse, en un instante de tiempo determinado (k) es posible medir dicha señal y, a partir de esta información, realizar predicciones -empleando el modelo- que permiten seleccionar el estado de conmutación óptimo, que aplicado en el futuro minimice el error entre la señal predicha y la de referencia. La predicción para el instante ($k+1$) se realiza evaluando en el modelo la señal medida en el instante actual (k). Sin embargo, la predicción para ($k+2$) se realiza evaluando en el modelo el valor predicho para ($k+1$), y así sucesivamente para instantes posteriores. En este caso, se ha representado el funcionamiento hasta un horizonte de predicción genérico ($k+N$).

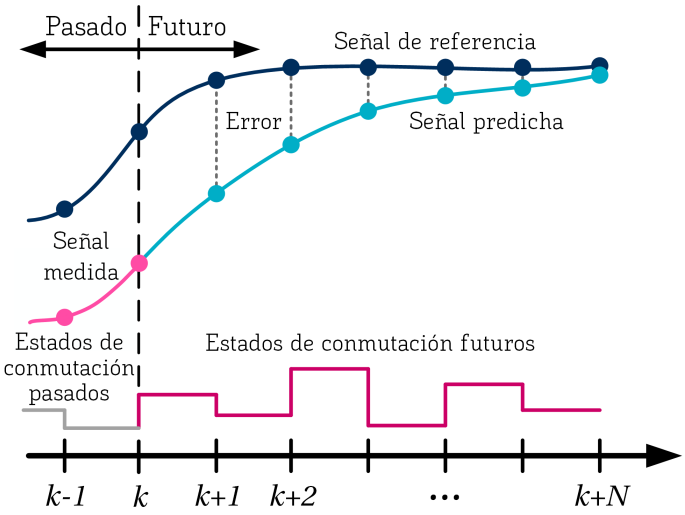


Figura 4.1: Principio de funcionamiento del FCS-MPC. *Fuente: Elaboración propia.*

Para la implementación experimental del esquema FCS-MPC, la utilización de controladores digitales introduce un retraso equivalente a un periodo de control (T_s) entre el cálculo del estado de conmutación óptimo y su aplicación en el convertidor. Este retraso, denominado *One-Step Delay* (OSD) [132], puede reducir las prestaciones del control, por lo que su compensación resulta fundamental. Una posible solución consiste en evaluar dos veces consecutivas el modelo, para extender el horizonte de predicción a ($k+2$). La Figura 4.2 muestra como se eligen las acciones de control en FCS-MPC, incluyendo la compensación del OSD. El superíndice " ^ " denota variable predicha, mientras que " * " denota variable de referencia. A continuación, se resume el procedimiento:

- En el instante actual (k) se mide la corriente, obteniendo $i|_k$.
- A partir de la corriente medida ($i|_k$), la velocidad medida (ω_m) y el estado de conmutación que se encuentra aplicado en el convertidor ($\mathbf{S}_{opt}|_k$) -elegido como óptimo en el periodo de control anterior- se evalúa el modelo para predecir la corriente en ($k+1$), es decir, al comienzo del siguiente periodo de control, obteniéndose así $\hat{\imath}|_{k+1}^{\mathbf{S}_{opt}}$.
- Evaluando en el modelo la corriente $\hat{\imath}|_{k+1}^{\mathbf{S}_{opt}}$ junto con cada una una de las n acciones de control disponibles ($\mathbf{S}_n$), se obtienen n posibles valores de corriente en el instante ($k+2$), cada uno asociado a una acción de control específica, $\hat{\imath}|_{k+2}^{\mathbf{S}_j}$ con $j \in \{1, 2, .., n\}$.
- Entre todas las posibilidades, se selecciona como óptima aquella acción de control cuya corriente asociada, $\hat{\imath}|_{k+2}^{\mathbf{S}_j}$, se encuentre más próxima a la referencia i^*. Matemáticamente, esta elección se realiza mediante la función de costes, la cual se explica más adelante en este TFG.
- La acción de control elegida como óptima, será la que se aplique al comienzo del siguiente periodo de control, y se repite el proceso descrito durante los sucesivos ciclos.

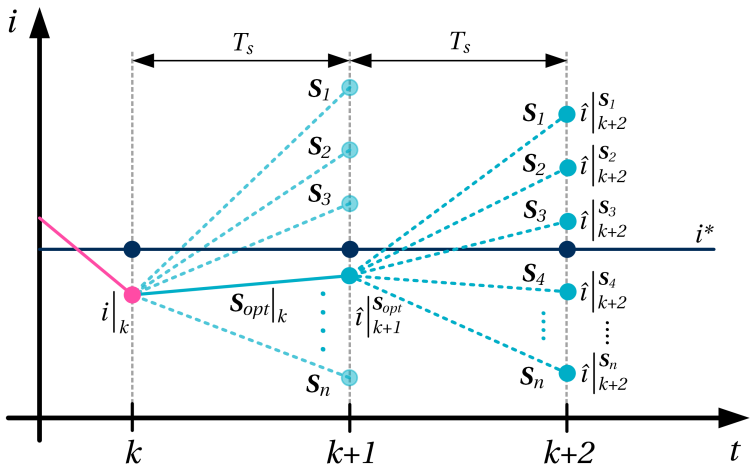


Figura 4.2: Selección de las acciones de control en FCS-MPC con compensación del OSD.
Fuente: Elaboración propia.

4.3.2. Esquema de control

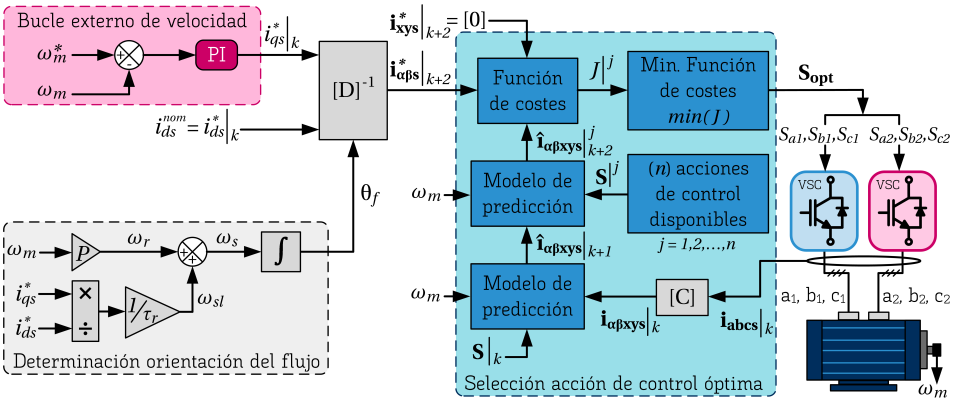


Figura 4.3: Esquema de control FCS-MPC en un accionamiento eléctrico hexafásico. *Fuente: Elaboración propia.*

En la Figura 4.3 se muestra el esquema de control FCS-MPC para un accionamiento eléctrico hexafásico. Está compuesto por dos lazos de control distintos: el externo de velocidad (en rosa) y el interno de corrientes (en azul).

El bucle externo emplea un controlador PI, que proporciona la corriente de referencia i_{qs}^* a partir de la diferencia existente entre la velocidad mecánica de referencia (ω_m^*) y la medida en el eje de la máquina (ω_m). Mientras, el valor de corriente i_{ds}^* se suele mantener constante e igual al nominal, para generar el flujo magnético de referencia en la máquina. A ambos valores, se le aplica la transformada inversa de Park, teniendo en cuenta el ángulo del flujo rotórico θ_f, para obtener las componentes de la corriente de referencia $\mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}}^*|_{k+2}$ en el plano principal.

El lazo interno de control recibe como entrada las corrientes de referencia, tanto en el subespacio principal ($\mathbf{i}_{\boldsymbol{\alpha\beta s}}^*|_{k+2}$) como en el secundario ($\mathbf{i}_{\mathbf{xys}}^*|_{k+2}$). En este último, ambas componentes son fijadas a cero, por estar exclusivamente asociadas con pérdidas por efecto Joule en máquinas de devanados distribuidos. Tal y como se mencionó previamente, la predicción de las corrientes correspondientes a cada acción de control se realiza en el instante $(k+2)$. Con este objetivo, se realiza una primera predicción para $(k+1)$, a partir del estado de conmutación actual ($\mathbf{S}|_k$) y las corrientes de fase medidas ($\mathbf{i}_{\mathbf{abcs}}|_k$). Posteriormente, tomando como entrada al modelo de predicción las corrientes

en el instante $(k+1)$, se consideran las n acciones de control disponibles en el convertidor, obteniendo para cada una de ellas una corriente predicha ($\hat{\mathbf{i}}_{\boldsymbol{\alpha\beta xys}}|_{k+2}^{j}$). Todas ellas se evalúan por medio de la función de costes, resultando como óptima aquella que la minimice, y siendo su estado de conmutación asociado el elegido como $\mathbf{S_{opt}}$.

El esquema de control representado en la Figura 4.3 se presenta de forma genérica, ya que no se ha especificado ni la formulación de la función de costes ni el conjunto de acciones de control a evaluar. Estas dos consideraciones permiten establecer distintas variantes del FCS-MPC, entre las cuales pueden distinguirse dos soluciones distintas: el predictivo estándar y el que emplea acciones multivectoriales. A continuación, se describen ambos en detalle.

4.3.3. Control predictivo estándar

El control predictivo estándar se caracteriza por la aplicación de un único estado de conmutación por periodo de control. Es decir, en su versión básica, evalúa las 64 acciones de control disponibles en el accionamiento (ver Figura 3.9), y selecciona aquella que mejor se adapte a los requisitos del control, o lo que es lo mismo, la que minimice la función de costes especificada. Una función de costes que usualmente se emplea en máquinas multifásicas es [16]:

$$J = e_{\alpha s}^2 + e_{\beta s}^2 + K_{xy} \cdot (e_{xs}^2 + e_{ys}^2) \tag{4.1}$$

donde:

$$\begin{aligned} e_{\alpha s} &= i_{\alpha s}^*|_{k+2} - \hat{\imath}_{\alpha s}|_{k+2} \\ e_{\beta s} &= i_{\beta s}^*|_{k+2} - \hat{\imath}_{\beta s}|_{k+2} \\ e_{xs} &= i_{xs}^*|_{k+2} - \hat{\imath}_{xs}|_{k+2} \\ e_{ys} &= i_{ys}^*|_{k+2} - \hat{\imath}_{ys}|_{k+2} \end{aligned} \tag{4.2}$$

El factor de peso K_{xy} permite ajustar la importancia relativa que se le da al subespacio secundario en el control. A medida que se aumenta su valor, menor será la inyección de corrientes x-y -minimizando las pérdidas-, pero se comprometerá el seguimiento de la referencia en el plano principal, y por lo tanto, la producción adecuada de flujo y par. Este parámetro suele determinarse en base a técnicas heurísticas.

Una variante del esquema predictivo estándar, que igualmente aplica un único estado de conmutación por periodo de control, es aquella que considera exclusivamente vectores

largos como acciones activas. Este método se conoce como LV-MPC, por sus siglas en inglés *Large Vectors Model Predictive Control*, y hace uso de un análisis *offline* de la contribución de cada vector en ambos subespacios, para elegir aquellos con una mayor contribución a la producción de flujo y par -módulo en α-β mayor- y menores pérdidas asociadas -módulo en x-y menor-. Así, las acciones de control que utiliza son los 12 vectores largos (V_l) y una acción de control nula[2] (V_n) [133], ver Figura 3.9. Este método presenta dos ventajas principalmente:

- **Reducción de la carga computacional:** como resultado del proceso de poda, el número de acciones que deben evaluarse en la función de costes en cada periodo de control se reduce de las 64 posibles a únicamente 13.
- **Reducción de la contribución de tensión en el plano secundario:** dado que las acciones activas disponibles corresponden a vectores largos, la componente de tensión en el plano x-y resulta reducida. Este hecho los convierte en un acción adecuada, ya que un elevado aprovechamiento del bus de continua y unas pérdidas por efecto Joule reducidas constituyen características deseables en el diseño del control [14].

Pese a que la acción de control seleccionada mediante la función de costes (4.1) busca cumplir los requisitos del control, la aplicación de un único estado de conmutación por periodo de control impone una limitación inherente: la imposibilidad de satisfacer simultáneamente los requisitos en ambos subespacios. Este hecho se debe a que todos los vectores activos presentan una componente no nula en el subespacio x-y (ver Figura 3.9). Por lo tanto, cuando el control prioriza cumplir los requisitos del plano principal, aparece cierta inyección de armónicos que degradan la calidad de corrientes de la máquina, y a la postre, su rendimiento. Para abordar este problema surgieron las llamadas técnicas multivectoriales [16].

4.3.4. Control predictivo con acciones multivectoriales

El control predictivo con acciones multivectoriales, también conocido como control predictivo mediante vectores virtuales de tensión, surge como una alternativa que intenta superar la limitación que presenta el predictivo estándar, ligada a la imposibilidad

[2] En este caso se emplea una única acción de control nula de las cuatro disponibles, el V_0.

de cumplir simultáneamente los requisitos en ambos subespacios. Para conseguirlo, estas técnicas aplican varios estados de conmutación por periodo de muestreo, formando acciones de control compuestas que consiguen una producción activa de flujo y par, al mismo tiempo que consiguen otros objetivos, como por ejemplo, tensión media nula en el subespacio secundario, despreciando las no linealidades del convertidor electrónico.

Estas estrategias de regulación hacen uso de la posición relativa que presentan los vectores de tensión en ambos subespacios (véase Figura 3.9), y los aplica una proporción de tiempo concreta, componiendo así distintas acciones de control. A continuación, se presentan distintos esquemas existentes en la literatura, los cuales servirán como base introductoria al estudiado en este trabajo. Cabe indicar que los métodos que se presentan no consideran el efecto del tiempo muerto en la creación de los vectores virtuales de tensión.

- **VV-MPC**

En [17] se demuestra que si se aplican en un mismo periodo de control un vector largo (V_l), y el mediano-largo (V_{ml}) que se encuentra alineado con él, una proporción determinada de tiempo, se consigue -idealmente- un promedio nulo de tensión en el subespacio secundario. Esta técnica recibe el nombre de VV-MPC, por sus siglas en inglés, *Virtual Vector Model Predictive Control*.

Los tiempos de aplicación de cada uno de los vectores son $t_l = 0.73 p.u.$ y $t_{ml} = 0.27 p.u.$, correspondientes a los vectores largos y medianos-largos, respectivamente. Estos valores representan proporciones relativas respecto al periodo de control completo (T_s).

Realizando este procedimiento para cada pareja de vectores largo y mediano-largo, se obtienen 12 vectores virtuales, nombrados como VV_i con $i \in \{1, 2, ..., 12\}$. En la Figura 4.4 se muestra la creación de VV_1, a partir de la combinación de los estados de conmutación 52 y 38. Se observa que el vector virtual resultante en el plano principal presenta una reducción en su módulo con respecto al vector largo original, siendo esta disminución del $7.2\,\%$, lo que implica un menor aprovechamiento del bus de continua. No obstante, gracias a la disposición contrapuesta de los vectores en el plano secundario, se consigue cancelar la producción media de tensión en dicho subespacio.

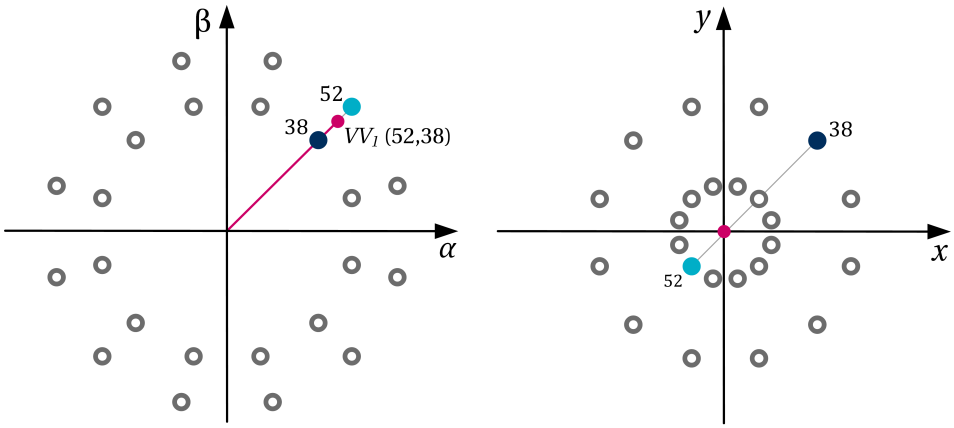


Figura 4.4: Vector virtual de tensión resultante al combinar los estados de conmutación 52 y 38, despreciando el efecto del tiempo muerto. *Fuente: Elaboración propia.*

Esta técnica de regulación controla las corrientes del plano secundario en bucle abierto, debido a que los vectores virtuales generados garantizan una tensión media nula en el subespacio x-y durante cada periodo de control. Como consecuencia, no es necesario considerar dicho término en la función de costes, la cual adopta, por tanto, la siguiente forma:

$$J = e_{\alpha s}^2 + e_{\beta s}^2 \tag{4.3}$$

donde:

$$\begin{aligned} e_{\alpha s} &= i_{\alpha s}^*|_{k+2} - \hat{\imath}_{\alpha s}|_{k+2} \\ e_{\beta s} &= i_{\beta s}^*|_{k+2} - \hat{\imath}_{\beta s}|_{k+2} \end{aligned} \tag{4.4}$$

Este método representa un gran avance respecto al control predictivo estándar, obteniendo una mejor regulación de las corrientes x-y. Esto se traduce en una reducción del contenido armónico de las corrientes de fase, obteniendo un mejor rendimiento en el accionamiento. Sin embargo, esta técnica aún presenta una serie de desventajas, como por ejemplo, una elevada producción instantánea de tensión en el plano secundario –provocando la aparición de armónicos– y un menor uso del bus de continua, ambas ocasionadas por el uso de vectores medianos-largos [14].

- **LVV-MPC**

La estrategia de control propuesta en [134] tiene como objetivo superar las limitaciones asociadas al esquema de vectores virtuales previamente definido (VV-MPC), originadas por el uso de vectores medianos-largos. Para ello, propone la creación de un nuevo conjunto de vectores virtuales compuestos exclusivamente por vectores largos, denominado LVV-MPC, por sus siglas en inglés, *Large Virtual Vectors Model Predictive Control*.

Estos nuevos vectores virtuales se denominan LVV_i con $i \in \{1, 2, ..., 12\}$ y se forman combinando dos vectores largos adyacentes en el plano principal, siendo el tiempo de aplicación de cada vector igual a la mitad del periodo de control, es decir, $t_1 = t_2 = 0.5 \cdot T_s$. En el caso de dos vectores largos adyacentes, estos no se encuentran opuestos en el plano secundario, sino que se encuentran a $150°$, ocasionando que el promedio de tensión en el subespacio x-y sea no nulo. En la Figura 4.5 se muestra la creación de LVV_1, resultante al aplicar los estados de conmutación 52 y 54.

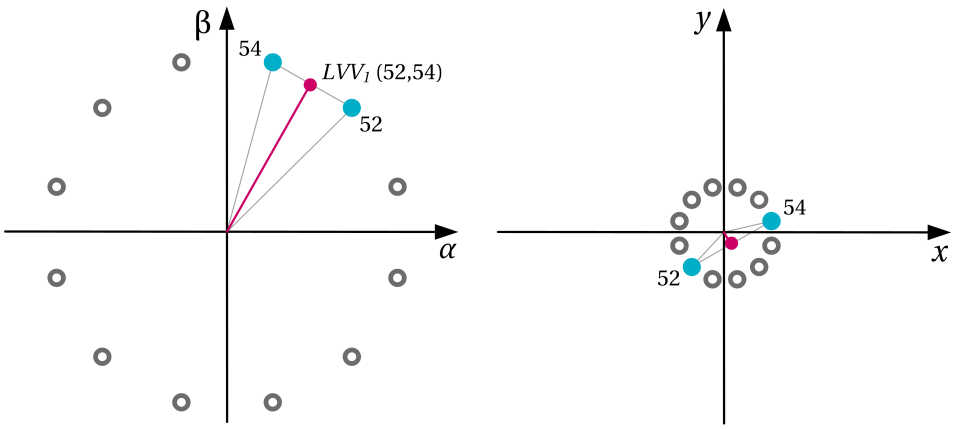


Figura 4.5: Vector virtual de tensión largo resultante al combinar los estados de conmutación 52 y 54, despreciando el efecto del tiempo muerto. *Fuente: Elaboración propia.*

Pese a no conseguir un promedio nulo de tensión en el subespacio secundario, el esquema LVV-MPC presenta una serie de ventajas respecto a VV-MPC:

- La frecuencia de conmutación media se reduce, ya que la transición entre vectores largos adyacentes requiere únicamente la conmutación de una rama del

convertidor, mientras que la transición entre un vector largo y su correspondiente mediano-largo implica la conmutación de dos ramas.

- Mayor aprovechamiento del bus de continua, al emplear únicamente vectores largos en la creación de los vectores virtuales.

- Se reducen los valores instantáneos de corriente en el plano secundario, al no emplear vectores medianos-largos, lo que se traduce en una mejora en la calidad de las corrientes de la máquina.

• **TV-MPC**

En [135] se demuestra que es posible obtener, despreciando el efecto del tiempo muerto, acciones de control con una tensión media nula en el subespacio secundario, compuestas exclusivamente por vectores largos. Para ello, es necesario aplicar tres vectores largos adyacentes: V_{l1}, V_{l2} y V_{l3}, estando V_{l2} localizado entre los otros dos vectores. El tiempo de aplicación de cada vector, expresado en tanto por uno respecto al periodo de control T_s es: $t_1 = 0.2679\ p.u.$, $t_2 = 0.4642\ p.u.$ y $t_3 = 0.2679\ p.u.$, respectivamente. Este método recibe el nombre TV-MPC, por sus siglas en inglés, *Triple Vector Model Predictive Control*.

Esta técnica de regulación emplea la función de costes con la expresión (4.3), ya que controla las corrientes del subespacio secundario en bucle abierto, al disponer de acciones de control que idealmente promedian tensión nula en el plano x-y. Así, en cada periodo de muestreo evalúa trece acciones de control, que solo pueden tener -idealmente- contribución en el plano principal:

- Doce acciones multivectoriales compuestas por un trío de vectores largos adyacentes. Reciben el nombre de TV_i con $i \in \{1, 2, ..., 12\}$.

- Una acción de control compuesta por un único estado de conmutación, el 0, que es nulo en ambos subespacios. Recibe el nombre V_{null}.

En la Figura 4.6 se presentan las acciones de control empleadas por el esquema TV-MPC, despreciando el efecto del tiempo muerto. Además, para la acción TV_7, formada por los vectores largos 54, 52 y 36, se muestra su composición en el plano principal, así como la cancelación ideal de la tensión media generada en el plano secundario.

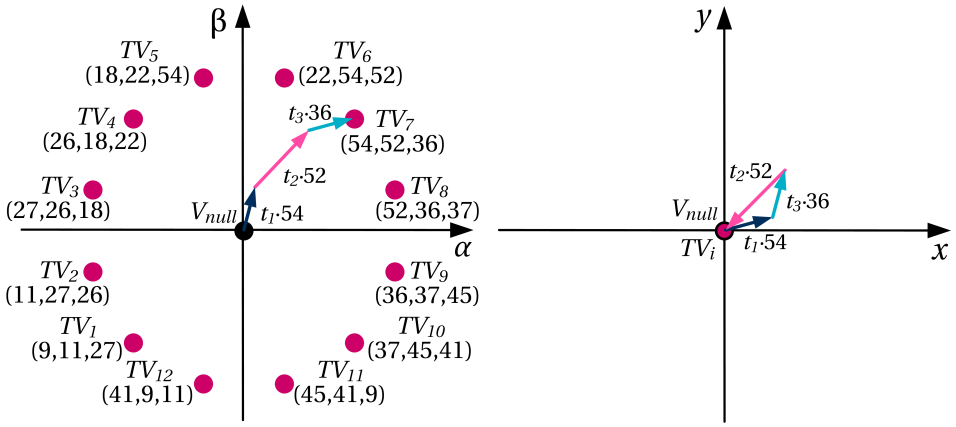


Figura 4.6: Conjunto de acciones de control disponibles en TV-MPC, despreciando el efecto del tiempo muerto. *Fuente: Elaboración propia.*

El método TV-MPC constituye la solución multivectorial más sencilla que cancela idealmente la tensión generada en el plano secundario, empleando únicamente vectores largos para conformar sus acciones de control. Por este motivo, se ha seleccionado como referencia para evidenciar los desafíos que afrontan las estrategias predictivas multivectoriales a altas frecuencias. De igual forma, este método servirá como base fundamental para el desarrollo de la técnica de regulación propuesta en este TFG.

4.4. Influencia del tiempo muerto en el control predictivo basado en modelo

El tiempo muerto ha sido abordado previamente en este TFG, tanto desde un enfoque conceptual, en la Sección 2.3.2, como desde el punto de vista del modelado matemático propuesto en este TFG. En particular, su modelo se ha presentado en el caso de un convertidor trifásico en la Sección 3.4.2, así como su extensión al caso hexafásico en la Sección 3.5.3. En esta sección se pretende realizar un estudio de como afecta este fenómeno al MPC.

Desde la creación del control predictivo basado en acciones multivectoriales, este ha superado al predictivo estándar en términos de calidad de corriente y eficiencia, demostrando que la aplicación de múltiples estados de conmutación dentro de un mismo periodo de control permite alcanzar un rendimiento superior del accionamiento eléctrico, en

comparación con el que se obtiene aplicando un único estado de conmutación [136,137]. Sin embargo, este paradigma se ve alterado cuando la frecuencia de control se incrementa, es decir, cuando el tiempo de muestreo se reduce. En esta línea, en [18] se muestra cómo, a frecuencias de control elevadas ($20\ kHz$), un esquema predictivo que aplica un único estado de conmutación por ciclo de control puede alcanzar mejores índices de calidad que una estrategia multivectorial. Este hecho se debe a que, fenómenos como el tiempo muerto, que usualmente no se consideran en la creación de los esquemas de control, adquieren una mayor relevancia al operar a altas frecuencias.

El tiempo muerto está intrínsecamente presente en el convertidor electrónico y, cuando el periodo de control es considerablemente superior a su duración, su efecto puede considerarse despreciable. No obstante, al incrementarse la frecuencia de control, el tiempo de aplicación de cada vector se reduce, mientras que la duración del tiempo muerto se mantiene constante. Esto provoca un aumento de su influencia relativa, convirtiéndolo en un factor que hay que considerar el control [53].

Su influencia se ve acentuada en esquemas que emplean técnicas multivectoriales, dado que estos aplican múltiples estados de conmutación por ciclo de control y la regulación del plano secundario se realiza comúnmente en bucle abierto. Como resultado, aumenta el número de conmutaciones y, en consecuencia, la presencia de tiempos muertos, los cuales deben ser considerados en cada transición entre vectores.

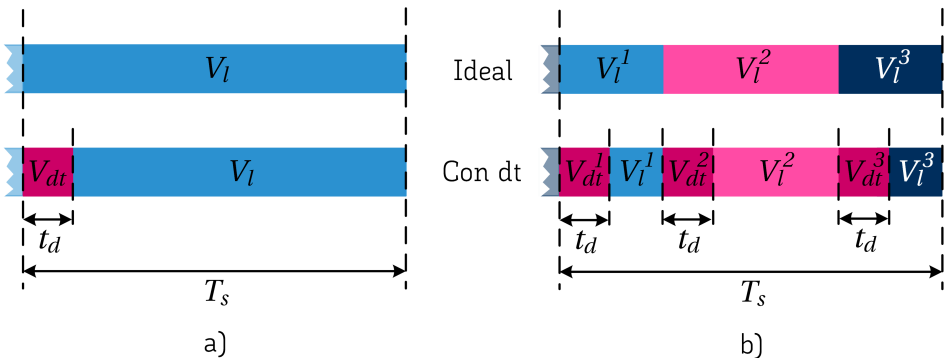


Figura 4.7: Efecto del tiempo muerto sobre distintos esquemas de control y su comparación con el caso ideal. a) LV-MPC. b) TV-MPC. *Fuente: Elaboración propia.*

En la Figura 4.7 se representan los vectores de tiempo muerto (V_{dt}) que surgen como resultado de las transiciones entre vectores conocidos, para dos esquemas de control

diferentes. En primer lugar, en el caso de un MPC estándar con vectores largos (LV-MPC), al aplicarse un único estado de conmutación durante el periodo de control T_s, únicamente se genera un vector V_{dt}, asociado a la conmutación entre el vector aplicado en el ciclo anterior y el del ciclo actual. En segundo lugar, en el esquema TV-MPC, que aplica tres vectores largos adyacentes por periodo de control, se generan tres vectores V_{dt}, designados como V_{dt}^{i} con $i \in \{1,2,3\}$, evidenciando la mayor influencia del tiempo muerto sobre esquemas multivectoriales.

Utilizando el simulador desarrollado en el presente TFG (véase Capítulo 6), se ha analizado el comportamiento de los esquemas LV-MPC y TV-MPC a diferentes frecuencias de control (f_c) y duraciones del tiempo muerto (t_d). En particular, se ha evaluado cómo varía la distorsión armónica total (THD, por sus siglas en inglés, Total Harmonic Distortion) de las corrientes de fase de la máquina, como medida de su calidad (véase Sección 6.3). En la Figura 4.8 se muestran las superficies obtenidas para ambos esquemas de control.

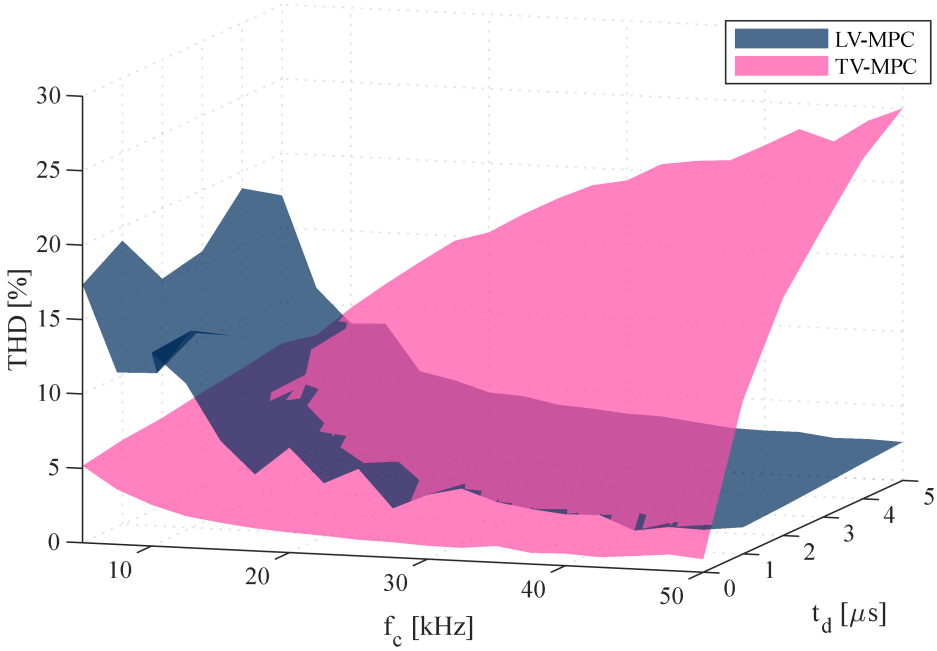


Figura 4.8: Evolución del THD en los esquemas LV-MPC y TV-MPC para distintas frecuencias de control y duración del tiempo muerto. *Fuente: Elaboración propia.*

A bajas frecuencias de control, el esquema TV-MPC presenta un mejor desempeño, logrando un THD inferior al obtenido con el esquema LV-MPC. Esto se debe a que, cuando la frecuencia es baja, el periodo de muestreo es relativamente grande en comparación con el tiempo muerto, es decir, $T_s \gg t_d$, por lo que el efecto del tiempo muerto se vuelve poco significativo. Sin embargo, al aumentar la frecuencia de control, en existencia de tiempo muerto ($t_d \neq 0$), TV-MPC empeora respecto a LV-MPC, obteniendo un THD muy superior. Este hecho evidencia dos aspectos fundamentales:

- Los esquemas que aplican un único estado de conmutación por periodo de control muestran una menor sensibilidad al efecto del tiempo muerto, llegando incluso a mejorar su rendimiento al incrementar la frecuencia de control, a pesar de la presencia de dicho efecto. A bajas frecuencias, se observa que la existencia del tiempo muerto puede, en ciertos casos, contribuir a una leve reducción del THD. Esto se debe a que los vectores introducidos por las conmutaciones (V_{dt}), en algunas situaciones, pueden favorecer a la acción de control aplicada, acercándola a la referencia. No obstante, dicho análisis no se aborda en este trabajo, ya que no se encuentra alineado con el objetivo principal del mismo.

- Los esquemas basados en acciones multivectoriales muestran importantes limitaciones al aumentar la frecuencia de control. En particular, se observa un incremento del THD, asociado tanto al aumento de la duración del tiempo muerto como al de la frecuencia de control.

Los resultados presentados evidencian la necesidad de llevar a cabo un estudio detallado sobre la influencia del tiempo muerto en esquemas de control multivectoriales, con el fin de desarrollar una técnica de regulación que permita aprovechar dichas acciones incluso a altas frecuencias de control. A continuación, se analiza su impacto sobre la técnica de regulación TV-MPC.

Las acciones de control del esquema TV-MPC (ver Figura 4.6) han sido diseñadas para obtener -idealmente- un promedio nulo de tensión en el plano x-y, minimizando así las pérdidas en el accionamiento. No obstante, en su concepción no se considera el efecto del tiempo muerto, y, en consecuencia, tampoco se contemplan los vectores V_{dt} que aparecen durante las conmutaciones, ver Figura 4.7b). Como se mencionó la Sección 3.4.2, estos vectores dependen tanto de los estados de conmutación conocidos entre los

que se realiza la transición como de la polaridad de las corrientes en las ramas en el instante previo, lo que provoca una gran variabilidad.

En la Figura 4.9 se representa la tensión media resultante[3] en cada subespacio tras aplicar la acción de control TV_7 a distintas frecuencias, y en dos condiciones distintas:

- **C1**: El estado de conmutación previamente aplicado es el $\mathbf{0}$ y la polaridad de las corrientes es $a_1(+)$, $b_1(-)$, $c_1(-)$, $a_2(+)$, $b_2(+)$, $c_2(-)$.
- **C2**: El estado de conmutación previamente aplicado es el $\mathbf{9}$ y la polaridad de las corrientes es $a_1(-)$, $b_1(+)$, $c_1(+)$, $a_2(-)$, $b_2(-)$, $c_2(+)$.

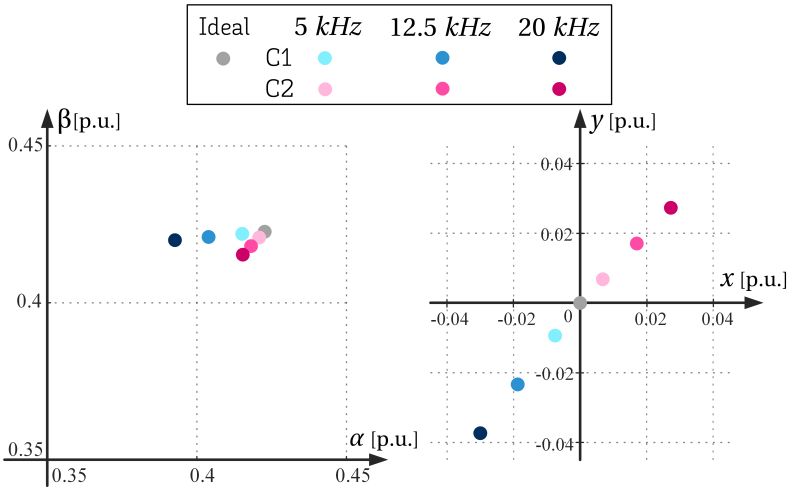


Figura 4.9: Tensión media resultante de la acción de control TV_7 aplicada a distintas frecuencias y en distintas condiciones, considerando el efecto del tiempo muerto. *Fuente*: *Elaboración propia.*

Se observa en la Figura 4.9 que la tensión media resultante para el caso ideal (en gris) no depende de la frecuencia ni de las condiciones previamente mencionadas, obteniéndose un promedio nulo en el plano secundario. No obstante, al considerar el efecto del tiempo muerto, la tensión media resultante se desvía respecto a la ideal, incrementándose dicha desviación con la frecuencia, y por lo tanto, amplificando su efecto. Este fenómeno no solo tiene como inconveniente el aumento de su impacto con la frecuencia,

[3] Estos valores han sido calculados para un tiempo muerto igual al utilizado en la bancada experimental, véase Sección 7.2.

sino también la variabilidad que introduce. Este último aspecto se refleja en la Figura 4.9, donde bajo distintas condiciones (C1 y C2), una misma acción de control se desvía hacia diferentes puntos, dificultando su consideración dentro del esquema de control.

La tensión no nula resultante en el plano secundario puede provocar un incremento de las corrientes en dicho subespacio, dado que este suele presentar una baja impedancia [14]. Con el objetivo de cuantificar el efecto del tiempo muerto sobre las corrientes x-y, se ha llevado a cabo un estudio del circuito RL que modela este subespacio (véase Sección 3.5.2). Las expresiones de estas corrientes son:

$$\begin{aligned} i_{xs} &= \frac{v_{xs}}{R_s} + \left(i_{xs0} - \frac{v_{xs}}{R_s}\right) \cdot e^{-t \cdot \frac{R_s}{L_{ls}}}, \\ i_{ys} &= \frac{v_{ys}}{R_s} + \left(i_{ys0} - \frac{v_{ys}}{R_s}\right) \cdot e^{-t \cdot \frac{R_s}{L_{ls}}}, \end{aligned} \tag{4.5}$$

donde[4]:

R_s : resistencia estatórica.

L_{ls} : inductancia de fuga del estátor.

i_{xs0} , i_{ys0} : valores iniciales de las corrientes, considerados nulos.

En la Figura 4.10 se muestra la evolución de las corrientes en el subespacio secundario, tras aplicar la acción de control TV_7 a una frecuencia de $20\ kHz$. Se han considerado las mismas condiciones C1 y C2 expuestas previamente, comparadas igualmente con el caso ideal. Se observa que, en ausencia de tiempo muerto, las corrientes retornan a cero al finalizar la aplicación de la acción. Sin embargo, el efecto del tiempo muerto introduce una desviación al final del periodo, cuyo valor está relacionado con la tensión resultante obtenida. Se recomienda comparar la tensión media x-y para las condiciones C1 (Figura 4.9) con la desviación final de sus corrientes al término del periodo (Figura 4.10), y proceder de igual forma para C2.

La consideración de este fenómeno pone de manifiesto la necesidad de desarrollar un algoritmo de control que contemple la alta variabilidad de las corrientes en el plano secundario, con el fin de aprovechar las ventajas de las soluciones multivectoriales y superar las limitaciones que presentan las técnicas existentes al incrementar la frecuencia de control. La técnica de regulación propuesta será abordada en la Sección 5.3.

[4] Para realizar los cálculos se han tomado los valores de la bancada experimental, véase Sección 7.2

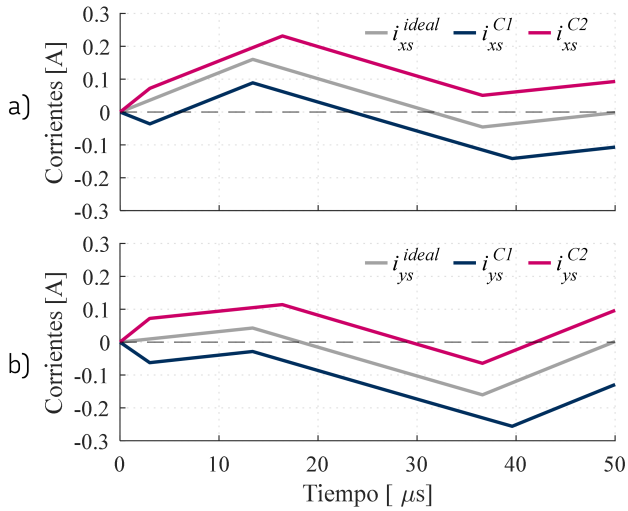


Figura 4.10: Evolución teórica de las corrientes x-y bajo la aplicación de la acción de control TV_7 y distintas condiciones. a) Componente x. b) Componente y. *Fuente: Elaboración propia.*

CAPÍTULO 5

Métodos con consideración del tiempo muerto

Contenido

5.1. Introducción 88
5.2. Métodos existentes 88
5.3. Método propuesto **DIE-MPC** 90
5.3.1. Principio de funcionamiento 91
5.3.2. Esquema de control 93

5.1. Introducción

El presente TFG tiene como uno de sus objetivos analizar las limitaciones de los esquemas predictivos a altas frecuencias de control, originadas principalmente por el efecto del tiempo muerto. A partir de este análisis, se pretende diseñar un algoritmo de control que aborde dichas limitaciones y permita extender el uso de las técnicas multivectoriales a regímenes de alta frecuencia. Como paso previo al desarrollo de una técnica de regulación, resulta fundamental revisar cómo otros autores han abordado este problema, con el fin de apoyarse en los avances previos y fundamentar sólidamente la solución propuesta.

En este Capítulo 5, en primer lugar, se realiza una revisión de las distintas técnicas de regulación existentes que abordan el problema del tiempo muerto. Finalmente, se presenta el método propuesto en este TFG, detallando su principio de funcionamiento y su esquema de control.

5.2. Métodos existentes

En los métodos de regulación que emplean modulación explícita —es decir, aquellos que generan una tensión de referencia y luego aplican alguna técnica de modulación para determinar la secuencia de conmutaciones del convertidor—, una solución común consiste en modificar dicho valor de referencia [52]. Por ejemplo, en [51] se propone sumar un voltaje de compensación —positivo o negativo— a la referencia de cada fase, dependiendo del signo de su corriente, como se muestra en la Figura 5.1. Cuando la corriente es positiva, el voltaje de compensación añadido es también positivo, lo que incrementa el valor de la referencia. En cambio, cuando la corriente es negativa, se suma un voltaje de compensación negativo, lo que reduce la tensión de referencia. En este caso, modelan el efecto del tiempo muerto como un aumento o una disminución de la tensión esperada –ideal–. En la Figura 2.11d) se muestra que al realizar una conmutación cuando la corriente es positiva, el voltaje de la rama queda fijado a $\mathbf{0}\ V$ durante el tiempo muerto. Esto supone una pérdida de tensión respecto al caso ideal mostrado en la Figura 2.11c), por lo tanto, proponen sumarle un voltaje adicional a la referencia. Cuando la corriente es negativa (Figura 2.11e)), ocurre lo contrario durante el tiempo muerto, quedando la

tensión de la rama fija en V_{dc}, lo que resulta en una tensión superior a la esperada. Por este motivo, se propone reducir el valor de la tensión de referencia.

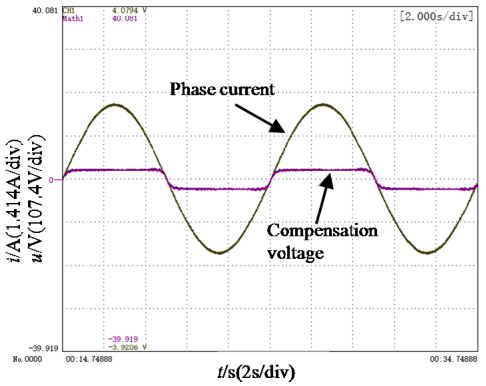


Figura 5.1: Solución empleada en métodos con modulación explícita. *Fuente*: *[51]*.

En lo que respecta a los esquemas de control directo, la estrategia previamente descrita no puede aplicarse de forma directa. Por ello, han surgido distintas alternativas para compensar el efecto del tiempo muerto. En [104], se emplea un PMSM trifásico, controlado mediante un esquema FCS-MPC que aplica un único estado de conmutación por periodo de control. En este caso, se propone modelar el tiempo muerto como un vector que se aplica en la conmutación de manera involuntaria, durante un intervalo t_d. Al tratarse de una máquina trifásica, no es necesario controlar las corrientes en subespacios secundarios —ya que estos no existen—, lo que permite centrarse exclusivamente en el seguimiento de la referencia en el plano α-β, facilitando el control. Además, la complejidad del análisis se reduce en sistemas trifásicos, ya que solo existen ocho posibles estados de conmutación.

En esquemas de control directos aplicados a accionamientos eléctricos multifásicos también se han desarrollado soluciones orientadas a mitigar el efecto del tiempo muerto. En particular, existen diversos trabajos centrados en máquinas de nueve fases con conexión OEW:

- En [138] se emplean acciones de control multivectoriales compuestas por tres vectores, a los que se añade un cuarto vector dentro del mismo periodo de control. Este cuarto vector se selecciona de manera que se alinee con el vector virtual en

el plano principal, o bien que sea capaz de cancelar la tensión producida en los planos secundarios como resultado del efecto del tiempo muerto.

- En [139] se proponen dos grupos de acciones multivectoriales. El primero genera un promedio de tensión no nulo en el plano principal, mientras que en los subespacios secundarios el promedio es idealmente nulo. Por su parte, el segundo grupo produce un promedio nulo en el plano principal y una tensión resultante no nula en uno de los subespacios secundarios. Por lo tanto, se propone aplicar un vector virtual de cada grupo por periodo de control, con el objetivo de seguir la referencia en el plano principal y compensar la tensión que aparece en uno de los planos secundarios como consecuencia del tiempo muerto.

Pese a que ambos métodos logran mitigar el efecto del tiempo muerto, lo hacen a costa de un aumento en la frecuencia de conmutación, ya que requieren la aplicación de vectores adicionales. Además, estas soluciones están diseñadas específicamente para máquinas con conexión OEW, en las que existe una gran cantidad de estados de conmutación ($> 10^4$), lo que permite encontrar aquel (o aquellos) que satisfacen simultáneamente múltiples requisitos.

La escasez de métodos de regulación existentes para máquinas multifásicas que logren minimizar el efecto del tiempo muerto pone de manifiesto la necesidad de desarrollar una solución al respecto. En la siguiente sección se presenta el método propuesto en este TFG.

5.3. Método propuesto DIE-MPC

El objetivo del método propuesto DIE-MPC (Dead-time Influence Estimation Model Predictive Control) es caracterizar el efecto del tiempo muerto sobre el accionamiento eléctrico, para poder considerar su impacto en el control. Este algoritmo emplea las mismas acciones de control que TV-MPC: 12 acciones multivectoriales compuestas por tres vectores largos adyacentes y una acción de control nula en ambos subespacios, véase Figura 4.6. Sin embargo, DIE-MPC posee un conocimiento adicional que le permite conocer el efecto de aplicar cada acción de control, incluso en condiciones en las que el tiempo muerto tiene una gran influencia. Así, el método propuesto podrá seleccionar la actuación óptima incluso a altas frecuencias de control.

5.3.1. Principio de funcionamiento

Despreciar el efecto del tiempo muerto influye en dos aspectos diferenciados en el control:

- **Evaluación de las acciones de control:** tal y como se muestra en la Figura 4.9, la tensión media resultante en cada subespacio se desvía de la ideal. Este hecho provoca una consideración errónea de cada acción, conduciendo a una selección imprecisa.

- **Compensación del OSD:** para calcular las corrientes futuras en el instante $(k+1)$, es necesario evaluar en el modelo la acción de control aplicada en el convertidor, seleccionada previamente como óptima. No obstante, si su efecto real no se conoce con precisión, se obtendrá una corriente incorrecta en $(k+1)$, generando un punto inicial erróneo a partir del cual se evaluarán las acciones de control futuras.

DIE-MPC aborda ambos problemas identificados. Para ello, calcula el voltaje promedio resultante de cada acción de control considerando el efecto del tiempo muerto. El método asume que la polaridad de las corrientes no cambia durante la aplicación del vector, dado que, experimentalmente, las corrientes de fase solo se miden una vez al inicio de cada periodo de control. Esta asunción es válida, ya que al trabajar con altas frecuencias de control (del orden de decenas de kHz), estas superan ampliamente las frecuencias de las corrientes de fase (del orden de decenas de Hz).

En la Figura 5.2 se representan los vectores que aparecen al aplicar una acción de control de TV-MPC, es decir, la misma que emplea DIE-MPC. Idealmente (Figura 5.2a)), los tres vectores largos (V_l^1, V_l^2, V_l^3) deberían aplicarse unos tiempos T_1, T_2 y T_3, respectivamente, calculándose estos tiempos en función del porcentaje en por unidad ($p.u.$) respecto al periodo de control completo (T_s):

$$T_i = T_s \cdot t_i \ , \ i \in \{1,2,3\} \tag{5.1}$$

siendo $t_1 = 0.2679 \ p.u.$, $t_2 = 0.4642 \ p.u.$ y $t_3 = 0.2679 \ p.u.$

Sin embargo, al considerar el tiempo muerto (Figura 5.2b)), aparecen los vectores asociados a su efecto: V_{dt}^1, V_{dt}^2 y V_{dt}^3. Estos se aplican durante un tiempo fijo t_d, lo que

modifica el tiempo de aplicación de los vectores iniciales, que ahora se aplican durante los tiempos T_1', T_2' y T_3'. Estos nuevos tiempo se calculan como:

$$T_i' = T_i - t_d = T_s \cdot t_i - t_d \ , \ i \in \{1,2,3\} \tag{5.2}$$

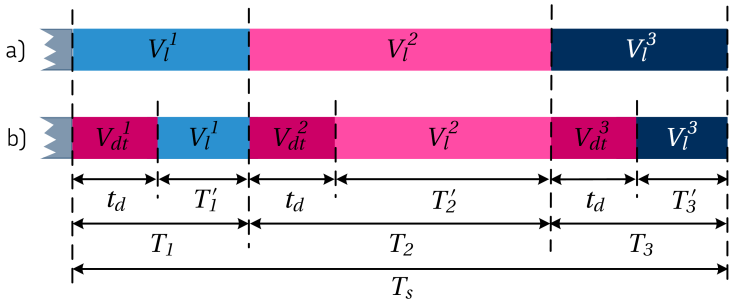


Figura 5.2: Vectores aplicados durante una acción de control TV-MPC. a) Caso Ideal. b) Caso con consideración del tiempo muerto. *Fuente: Elaboración propia.*

Conociendo el tiempo de aplicación de cada vector, puede calcularse el voltaje promedio resultante en cada subespacio ($\overline{V}$) considerando el efecto del tiempo muerto:

$$\overline{V} = K_{dt} \cdot \sum_{i=1}^{3} V_{dt}^i + \sum_{i=1}^{3} K_i \cdot V_l^i \tag{5.3}$$

donde:

$$\begin{aligned} K_{dt} &= t_d / T_s \\ K_i &= (T_s \cdot t_i - t_d) / T_s \end{aligned} \tag{5.4}$$

siendo:

T_s : duración del periodo de control ($T_s = 1/f_c$, donde f_c es la frecuencia de control).

t_d : duración del tiempo muerto.

t_i : tiempo de aplicación ideal en $p.u.$ de cada vector largo.

La expresión (5.3) deberá aplicarse a cada componente, de forma que se obtenga el vector $\overline{\mathbf{V}}_{\boldsymbol{\alpha\beta}\mathbf{xys}}$, que contiene el valor de tensión resultante en ambos subespacios considerando el efecto del tiempo muerto.

5.3.2. Esquema de control

El diagrama de flujo del esquema propuesto se muestra en la Figura 5.3. En primer lugar, usa el modelo de predicción para calcular las corrientes en el instante $(k+1)$. Para ello, emplea la tensión media resultante de la acción aplicada en el convertidor[1], considerando el efecto del tiempo muerto ($\overline{\mathbf{V}}^{\mathbf{opt}}_{\boldsymbol{\alpha\beta}\mathbf{xys}}|_k$), solventando así el problema de la compensación del OSD. Posteriormente, se evalúan las 13 acciones de control disponibles, empleando el método DIE, que proporciona la tensión media resultante ($\overline{\mathbf{V}}_{\boldsymbol{\alpha\beta}\mathbf{xys}}|^j_{k+1}$) haciendo uso de la expresión (5.3) y considerando:

- Polaridad de las corrientes de fase en el instante $(k+1)$.
- El estado de conmutación aplicado (k) y el que va ser evaluado.
- Tensión ideal proporcionada por la acción evaluada.

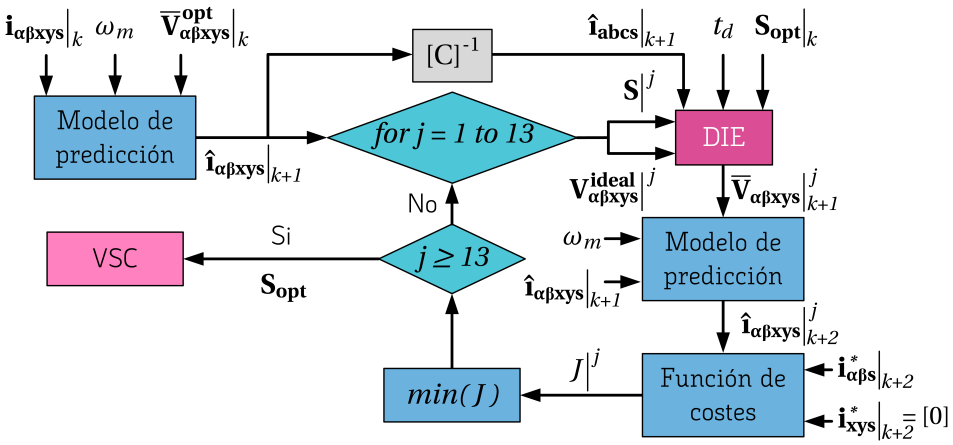


Figura 5.3: Diagrama de flujo del esquema DIE-MPC. *Fuente: Elaboración propia.*

De este modo, se pueden calcular las corrientes predichas en componentes VSD en el instante $(k+2)$ para cada acción de control, y seleccionar aquella que minimice la función de costes predefinida, expresión (4.1). Aunque se emplean acciones de control

[1] Este valor medio resultante fue calculado en el bloque DIE en el periodo de control anterior, haciendo uso de la expresión (5.3).

diseñadas para promediar teóricamente una tensión nula en el subespacio x-y, la función de costes utilizada considera el error en dicho plano, dado que el efecto del tiempo muerto provoca la aparición de tensión en él. Este constituye un aspecto clave que diferencia al método propuesto de otros esquemas multivectoriales existentes. En resumen, gracias a su conocimiento adicional sobre el tiempo muerto, DIE-MPC logra una mejor selección de la acción de control óptima en comparación con TV-MPC.

CAPÍTULO 6

Resultados de simulación

Contenido

6.1. Introducción 96
6.2. Simulador propuesto 97
6.2.1. Máquina eléctrica 97
6.2.2. Convertidor electrónico 99
6.2.3. Sistema de control 101
6.3. Métricas e índices de calidad 104
6.4. Ensayos propuestos y resultados 107

6.1. Introducción

En el capítulo anterior se presentó el esquema de control propuesto en este TFG, DIE-MPC. Tras su estudio teórico, se concluye que a altas frecuencias de control y en presencia de tiempo muerto, debe presentar mejores prestaciones que el método que no considera dicho efecto. Por lo tanto, resulta interesante llevar a cabo una comparación entre DIE-MPC y TV-MPC.

Como paso previo a su implementación en un sistema real, es necesario simular el comportamiento de ambas técnicas de regulación. Esta práctica es habitual en el ámbito de los accionamientos eléctricos, ya que un error en el sistema experimental puede provocar daños irreparables. Además, el uso de un simulador permite reducir el tiempo necesario para depurar errores conceptuales, a la vez que facilita el aislamiento del fenómeno estudiado respecto de otros que pueden presentarse en la bancada experimental, como por ejemplo la resolución de los sensores.

Las simulaciones numéricas se llevarán a cabo utilizando los programas *MATLAB* y *Simulink*, ambos desarrollados por la empresa estadounidense *MathWorks*, especializada en *software* matemático [140]. *MATLAB* es una plataforma de programación y cálculo numérico, ampliamente utilizada en el entorno científico, especialmente en el campo de la ingeniería [141]. Por otro lado, *Simulink* es un entorno basado en la construcción de diagramas de bloques, utilizado para diseñar y modelar sistemas [142].

En este Capítulo 6 se presenta, en primer lugar, el simulador desarrollado, detallando sus componentes y explicando su funcionamiento. A continuación, se definen una serie de métricas que se emplearán para cuantificar la eficacia del método propuesto y permitir su comparación con el otro esquema de control. Por último, se plantean una serie de ensayos en los que se variarán la frecuencia de control, la duración del tiempo muerto y el punto de operación —velocidad y par—, con el objetivo de evaluar y analizar los resultados obtenidos por ambas técnicas de regulación bajo distintas condiciones de funcionamiento.

6.2. Simulador propuesto

El simulador ha sido desarrollado en el entorno *Simulink* y se divide en cinco partes diferenciadas, véase la Figura 6.1. En la mitad superior se encuentran los tres bloques que componen el sistema hexafásico: el esquema de control, el convertidor y la máquina eléctrica de inducción, mientras que en la mitad inferior se sitúan dos zonas auxiliares para la gestión de información. En la primera, destinada al almacenamiento de datos, se emplean bloques del tipo *To Workspace*, que permiten exportar a *MATLAB* las variables obtenidas durante la simulación para su posterior procesamiento. En la segunda, correspondiente a la representación gráfica, se utilizan bloques *Scope* para visualizar la evolución temporal de las variables durante la simulación. A continuación se detallarán los tres bloques que componen el sistema hexafásico.

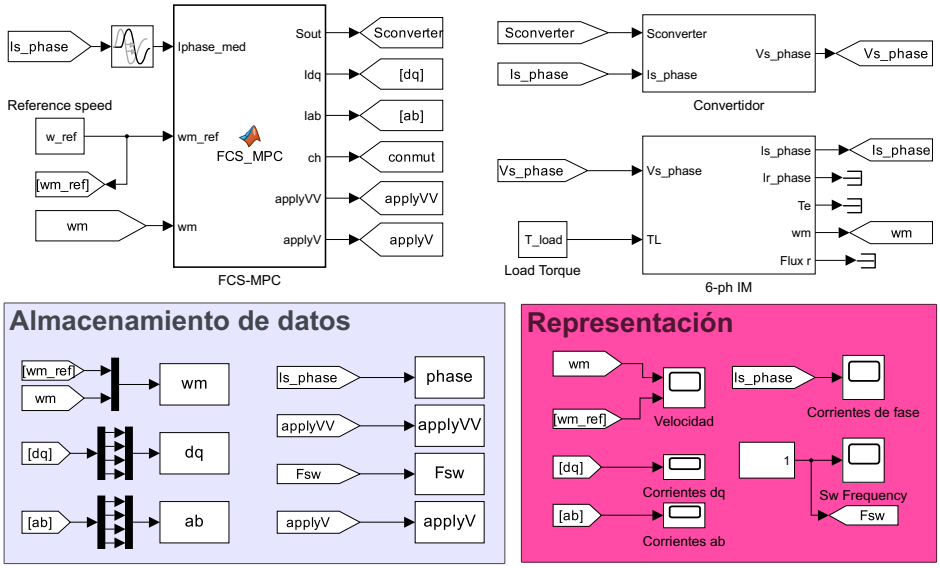


Figura 6.1: Esquema completo del simulador de la bancada hexafásica de inducción. *Fuente: Elaboración propia.*

6.2.1. Máquina eléctrica

El comportamiento de la máquina de inducción hexafásica se simula mediante un bloque que implementa las ecuaciones de su modelo, expuestas en la Sección 3.5.2.

Este bloque recibe como entradas las tensiones de fase en el estátor y el par de carga aplicado al eje de la máquina. Como salidas, proporciona las corrientes de fase en el estátor y en el rotor, el par eléctrico generado, la velocidad mecánica del eje y el flujo rotórico. No obstante, solo dos de estas variables se utilizan en el resto del simulador, véase la Figura 6.2.

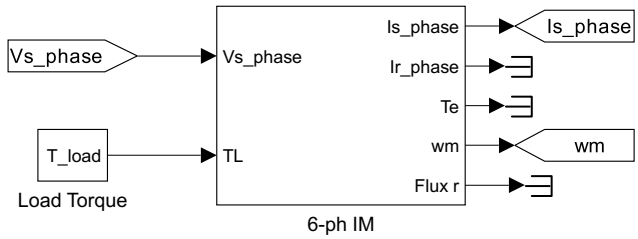


Figura 6.2: Bloque de la máquina de inducción hexafásica en el simulador. *Fuente: Elaboración propia.*

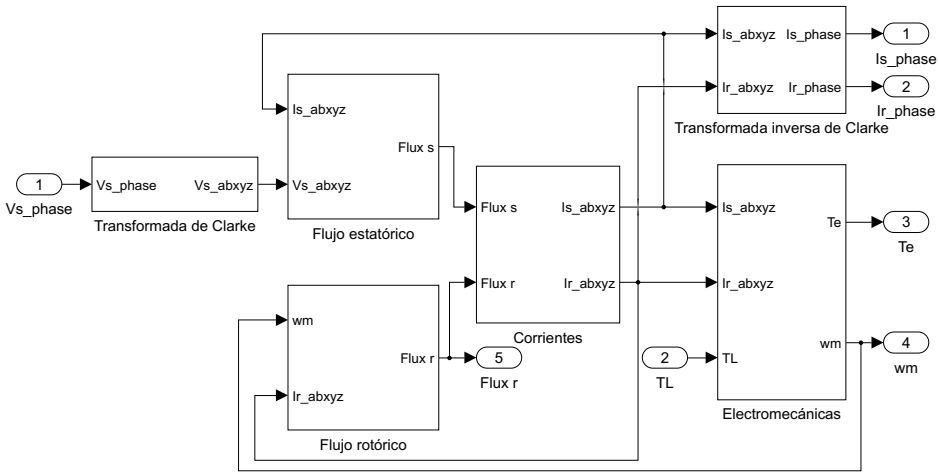


Figura 6.3: Implementación del bloque de la máquina de inducción hexafásica en el simulador. *Fuente: Elaboración propia.*

El bloque de la máquina eléctrica (Figura 6.2) está compuesto internamente por distintos módulos que implementan sus ecuaciones, véase la Figura 6.3. En primer lugar, a las tensiones de fase del estátor se les aplica la transformada de Clarke (expresión (3.15)) para obtener sus componentes VSD. Los bloques *Flujo estatórico* y *Flujo rotórico*

modelan las ecuaciones (3.20), a partir de las cuales se obtienen ambos flujos expresados también en el marco de referencia estacionario. El bloque *Corrientes* hace uso de los valores de las inductancias de la máquina para obtener las corrientes del estátor y del rotor a partir de ambos flujos, modelando las expresiones (3.21). Posteriormente, mediante la transformada inversa de Clarke, estas corrientes se expresan en variables de fase. Finalmente el bloque *Electromecánicas* implementa las ecuaciones (3.22), a partir de las cuales se obtienen el par eléctrico generado y la velocidad mecánica del eje.

Los parámetros eléctricos y mecánicos de la máquina se cargan desde un archivo de *MATLAB*, lo que permite su utilización durante la simulación. Los valores correspondientes a la máquina simulada se recogen en la Tabla 6.1 y coinciden con los de la máquina utilizada en la bancada experimental, descrita en la Sección 7.2.

Parámetro	Descripción	Valor
V_{dc} $[V]$	Voltaje del bus de continua	325
I_{max} $[A]$	Corriente máxima	4.5
R_s $[\Omega]$	Resistencia del estátor	4.19
R_r $[\Omega]$	Resistencia del rotor	3.2
L_m $[mH]$	Inductancia mutua	280
L_{ls} $[mH]$	Inductancia de fuga del estátor	4.2
L_{lr} $[mH]$	Inductancia de fuga del rotor	55.1
p $[-]$	Número de pares de polos	3
J $[kg/m^2]$	Inercia rotacional	0.005

Tabla 6.1: Parámetros de la máquina eléctrica hexafásica simulada.

6.2.2. Convertidor electrónico

El convertidor desempeña un papel fundamental, ya que en él se introduce el tiempo muerto, un fenómeno analizado en profundidad en este TFG. Su modelado se ha implementado mediante el bloque mostrado en la Figura 6.4. Este bloque recibe como entradas el vector de estados de conmutación a aplicar en cada rama ($\mathbf{S}$) y las corrientes de fase, y proporciona como salida las tensiones de fase resultantes en el estátor.

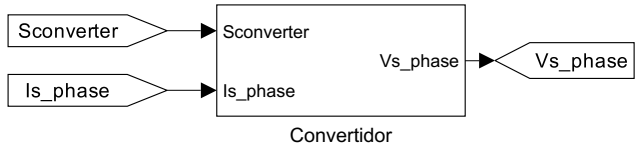


Figura 6.4: Bloque del convertidor en el simulador. *Fuente: Elaboración propia.*

El bloque del convertidor (Figura 6.4) está compuesto internamente por distintos módulos (Figura 6.5), que modelan el comportamiento de la tensión de cada fase (a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2) respecto al neutro del convertidor (N), de acuerdo con la expresión (3.7). Este modelado tiene en cuenta el efecto del tiempo muerto, por lo que es necesario conocer la corriente de cada fase. A partir de las tensiones respecto a N, se pueden obtener las tensiones de fase en el estátor de la máquina multiplicándolas por la matriz (3.23)[1].

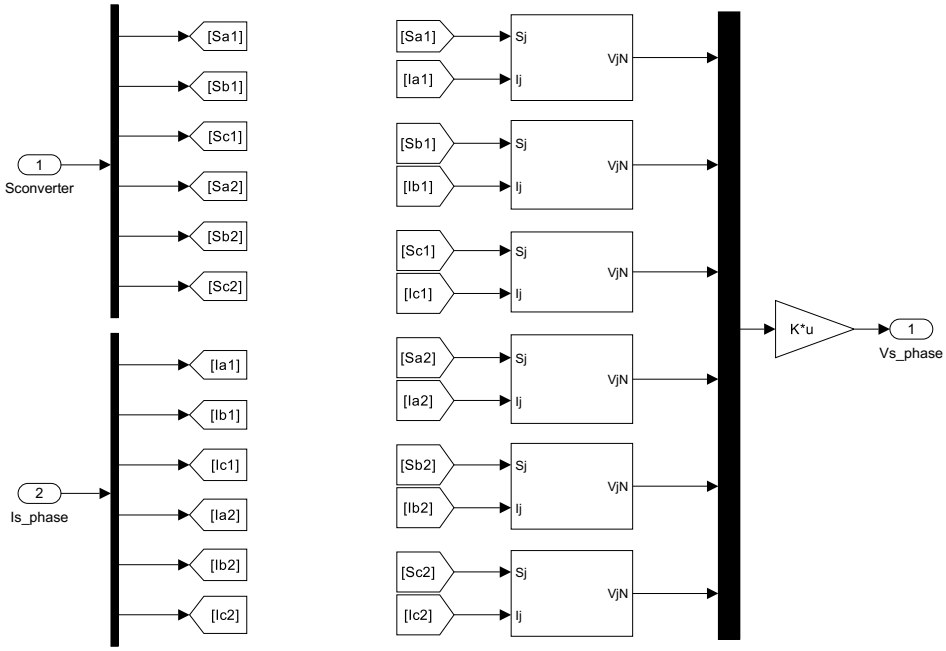


Figura 6.5: Implementación del bloque del convertidor en el simulador. *Fuente: Elaboración propia.*

[1] En la expresión (3.23), el vector $\mathbf{S}$ se multiplica por $V_{dc}/3$ y por la matriz. En el simulador, al disponer directamente de las tensiones de cada fase respecto a N, estas se multiplican por la matriz y por $1/3$, ya que son equivalentes al producto $V_{dc} \cdot \mathbf{S}$.

El tiempo muerto se ha modelado de forma individual en cada rama, empleando un bloque específico para cada una. El contenido de estos bloques se muestra en la Figura 6.6. Cada bloque utiliza componentes *Transport Delay* junto con *Switch* para reproducir el efecto del tiempo muerto, descrito en la Sección 3.4. El bloque *Transport Delay* introduce un retardo de valor t_d, cargado desde un archivo de MATLAB y fácilmente modificable entre ensayos. Por su parte, el bloque *Switch* selecciona la señal que pasa a la salida en función de la condición de su entrada central, la cual depende del signo —polaridad— de la corriente: si esta es positiva, se selecciona la entrada superior, y en caso contrario, la inferior.

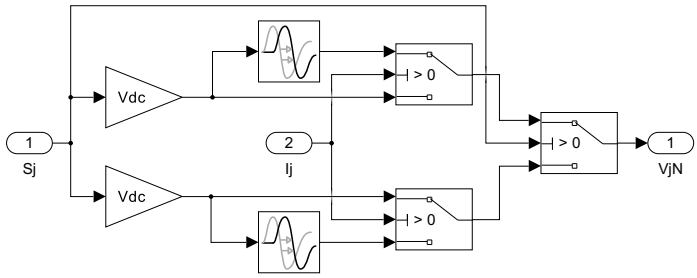


Figura 6.6: Modelado por fase del tiempo muerto del convertidor en el simulador. *Fuente*: *Elaboración propia.*

6.2.3. Sistema de control

El sistema de control se ha implementado mediante una *MATLAB Function*, como se muestra en la Figura 6.7. Este bloque permite integrar algoritmos escritos en código, de forma muy similar a como se haría en la bancada experimental. La función se ejecuta en cada paso de simulación, normalmente denotado como T_m[2]. No obstante, el algoritmo de control debe ejecutarse de forma cíclica con un periodo T_s, conocido como periodo de control, que es el inverso de la frecuencia de control ($T_s = 1/f_c$). Para sincronizar ambos periodos, se utiliza su cociente entero $N = T_s/T_m$, que representa el número de pasos de simulación por cada ciclo de control. Así, mediante un contador interno en la *MATLAB Function*, el algoritmo de control se ejecuta cada vez que el contador alcanza el valor N, momento en el que se reinicia la cuenta y comienza a contar hasta el siguiente.

[2]El valor de T_m corresponde al periodo de tiempo entre pasos de simulación, es decir, determina la frecuencia con la que el simulador realiza sus operaciones.

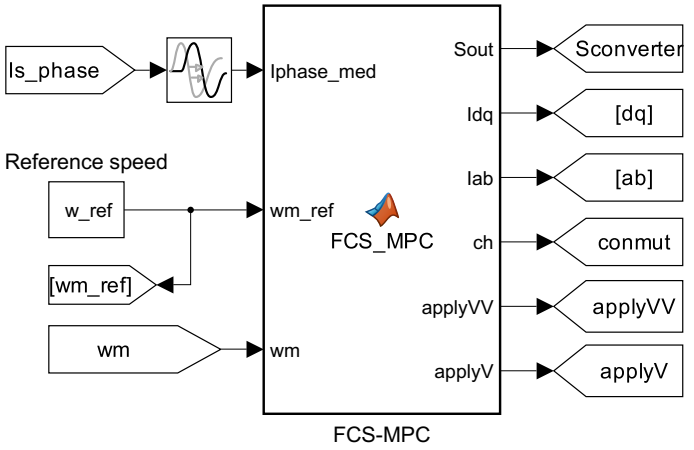


Figura 6.7: Bloque del sistema de control en el simulador. *Fuente: Elaboración propia.*

El bloque que implementa el esquema de control recibe como valores de entrada las corrientes de fase de la máquina, la velocidad mecánica de referencia y la medida en su eje. Cabe destacar que las corrientes de fase pasan a través de un bloque *Transport Delay* con un retraso T_s. Esta configuración se emplea para generar el OSD, ya que a diferencia de la bancada experimental, este problema no está presente de forma natural en el simulador.

Como salidas proporciona las siguientes variables:

- El estado de conmutación óptimo seleccionado por el esquema, que será aplicado en el convertidor. Si se aplica una acción multivectorial, este estado varía durante el periodo que transcurre hasta el siguiente ciclo de control. En los casos de TV-MPC y DIE-MPC, adopta tres valores distintos —uno por cada vector que compone la acción multivectorial—, salvo cuando se selecciona el vector nulo, el cual permanece constante durante todo el periodo, ya que corresponde a un único estado de conmutación.

- Corrientes de fase medidas, tanto en variables d-q como en variables α-β-x-y.

- Número total de conmutaciones realizadas, utilizado para calcular la frecuencia de conmutación (f_{sw}).

- Vector virtual seleccionado como óptimo, expresado en formato decimal para su visualización en la Figura 4.6.

- Estado de conmutación aplicado en el convertidor, también en formato decimal, para identificarlo en la Figura 3.9.

En este bloque es posible implementar tanto el esquema TV-MPC como el DIE-MPC. En el presente trabajo se han desarrollado ambos con el objetivo de comparar los resultados obtenidos. No obstante, dado que el método DIE-MPC es el propuesto en este TFG, será el que se describa a continuación.

En primer lugar, se ejecuta el bucle externo de velocidad, utilizando un controlador PI[3], el cual recibe como entradas la velocidad mecánica de referencia y la medida en el eje. Este controlador proporciona la corriente de referencia q, mientras que la componente d se mantiene en un valor nominal. Ambas se giran mediante la transformada inversa de Park para obtener las corrientes de referencia en el plano α-β en el instante $(k+2)$. Por otro lado, la referencia en el plano x-y se fija a cero, por estar únicamente ligadas con pérdidas en máquinas de devanados distribuidos. Para aplicar la transformada inversa de Park, es necesario calcular el ángulo θ_f, utilizando la expresión (3.19) discretizada.

A continuación, se realiza el bucle interno de control de corrientes basado en el modelo predictivo, cuyo funcionamiento se resume en la Figura 5.3. En cuanto a la determinación de los vectores V_{dt} asociados a la conmutación entre estados, estos se calculan mediante una función lógica denominada *DeadVectorIndex(S1, S2, I)*, la cual devuelve el valor decimal correspondiente al estado de conmutación que aparece durante el tiempo muerto al pasar del estado *S1* al estado *S2*. Esta función recibe los siguientes parámetros:

- *S1*: vector columna de seis componentes con el estado de conmutación aplicado en el convertidor.

- *S2*: vector columna de seis componentes con el estado de conmutación a aplicar en el convertidor.

- *I*: vector columna de seis componentes —una por fase— en el que se asigna un 0 si la corriente es positiva, y un 1 si es negativa.

[3] Sus constantes proporcional (K_p) e integral (K_i) se ajustan de forma heurística.

La función mencionada ejecuta una operación lógica bit a bit por filas, seguida de una conversión de binario a decimal con el propósito de identificar el vector de tiempo muerto V_{dt}. Esta operación se realiza tres veces en la evaluación de cada acción de control, para calcular los vectores V_{dt}^1, V_{dt}^2 y V_{dt}^3, necesarios para aplicar la expresión (5.3), la cual resulta fundamental para el método DIE-MPC propuesto. A continuación, se presenta el código correspondiente a la función, mientras que su obtención se describe detalladamente en el Apéndice A.

Extracto 6.1: Función lógica DeadVectorIndex( ) en código MATLAB.

```
function indexSdt = DeadVectorIndex(S1,S2,I)

    % Operación lógica
    Sdt = (S1 & S2) | (S1 & I) | (S2 & I);

    % Devuelve el indice del estado de conmutación
    % Conversión de binario a decimal
    indexSdt = Sdt(1)*32 + Sdt(2)*16 + Sdt(3)*8 + Sdt(4)*4 +
        Sdt(5)*2 + Sdt(6);
end
```

6.3. Métricas e índices de calidad

En esta sección se describen brevemente las métricas empleadas en este trabajo, las cuales permiten cuantificar objetivamente la calidad de los esquemas de control analizados. Estos índices se utilizarán posteriormente para comparar ambas técnicas de regulación.

- **Valor eficaz**: el valor cuadrático medio (RMS, por sus siglas en inglés, *Root Mean Square*), también conocido como valor eficaz, es una magnitud útil para caracterizar señales que varían en el tiempo. En el contexto de los sistemas eléctricos AC, el valor RMS representa el contenido energético de la señal, proporcionando una medida equivalente en términos de potencia a una señal continua [143]. Para una señal discreta $x(n)$, su valor RMS puede calcularse como [144]:

$$x^{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^{N} x_n^2} \tag{6.1}$$

Esta métrica suele calcularse para las corrientes de fase, i_{abc}^{RMS}, obteniendo este valor como la media del RMS de las seis fases. Esta magnitud permite evaluar la potencia entregada al sistema, la cual aumenta a medida que lo hace el valor de i_{abc}^{RMS}.

- **Valor pico-pico**: conocido como $p2p$, por sus siglas en inglés, *peak to peak*, es la diferencia entre los valores máximos y mínimos de una señal. Para una señal discreta $x(n)$ puede calcularse como:

$$x^{p2p} = x_n^{max} - x_n^{min} \tag{6.2}$$

Este índice suele emplearse para analizar el comportamiento de las corrientes del subespacio secundario. En el accionamiento estudiado —con devanados distribuidos—, la corriente en este plano representa únicamente pérdidas, por lo que un menor valor $p2p$ resulta beneficioso [135]. Por ello, se suele emplear el valor $p2p$ medio de las corrientes x-y, denotado como i_{xy}^{p2p}.

- **Desviación típica**: conocida también como desviación estándar (σ), esta medida proporciona información sobre la dispersión de un conjunto de datos, indicando qué tan alejados están en promedio, respecto a su media. Para una señal discreta $x(n)$, puede calcularse como [145]:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^{N} (x_n - \bar{x})^2} \tag{6.3}$$

siendo $\bar{x}$ el valor medio de la señal.

Al igual que ocurre con el índice $p2p$, resulta de interés calcular la desviación típica de las corrientes en el subespacio secundario, ya que se busca que su valor sea nulo a lo largo del tiempo, o al menos se mantenga dentro de un rango estrecho [146]. Para ello, se emplea habitualmente la desviación típica media de ambas componentes de la corriente, denotada como σ_{xy}.

- **Frecuencia media de conmutación**: representa el promedio de conmutaciones realizadas por cada rama del convertidor. Este valor puede calcularse como [106]:

$$f_{sw} = \frac{f_{sw}^{a1} + f_{sw}^{b1} + f_{sw}^{c1} + f_{sw}^{a2} + f_{sw}^{b2} + f_{sw}^{c2}}{6} \tag{6.4}$$

donde la frecuencia de conmutación de cada rama se calcula de forma individual. Por ejemplo, para la fase a_1 tiene la siguiente expresión:

$$f_{sw}^{a1} = \frac{\sum_{i=1}^{m-1} \mid S_{\mid i+1} - S_{\mid i} \mid}{2 \cdot T_{ensayo}} \tag{6.5}$$

siendo m el número de datos del ensayo y T_{ensayo} su duración expresada en segundos.

Este índice resulta especialmente relevante en el accionamiento eléctrico, ya que, manteniendo una calidad de corrientes equivalente, un menor número de conmutaciones implica una reducción de las pérdidas en el convertidor.

- **Transformada de Fourier**: es una herramienta matemática que permite transformar una función del dominio del tiempo $x(t)$, en una función del dominio de la frecuencia $X(\omega)$ [147]:

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \tag{6.6}$$

Esta transformación permite descomponer una señal en sus componentes de frecuencia, conocidos como armónicos, los cuales son múltiplos de la frecuencia fundamental. En el accionamiento multifásico analizado en este trabajo, los armónicos $5°$ y $7°$ de la corriente adquieren especial relevancia, ya que son los dos primeros que se proyectan en el subespacio secundario x-y [58].

No obstante, debido al carácter discreto de las corrientes medidas, no se puede aplicar la transformada de Fourier (6.6), definida para señales continuas. La solución pasa por emplear la transformada discreta de Fourier (DFT, por sus siglas en inglés, *Discrete Fourier Transform*). En particular, se utilizará la transformada rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés, *Fast Fourier Transform*), ya que constituye un algoritmo optimizado para implementar la DFT de una señal [148].

- **Distorsión armónica total**: este índice, conocido como THD, por sus siglas en inglés, *Total Harmonic Distortion*, permite evaluar la distorsión de una señal debida a la presencia de armónicos. Su valor puede calcularse como [149]:

$$THD = \frac{\sqrt{\Sigma_{n=2}^{\infty} X_n^2}}{X_1} \tag{6.7}$$

siendo X_1 el valor eficaz de la componente fundamental y X_n el valor eficaz del armónico n-ésimo.

Esta métrica es fundamental en el análisis de los accionamientos eléctricos, ya que permite evaluar la calidad de las corrientes mediante la concentración de la información en un único valor. Sin embargo, resulta conveniente complementarla con otros índices, como el RMS, dado que, para señales con un contenido armónico similar, aquella con un mayor valor RMS presentaría un THD inferior.

6.4. Ensayos propuestos y resultados

En esta sección se presentan los resultados comparativos de simulación entre el esquema TV-MPC y la técnica de regulación propuesta con consideración del tiempo muerto, DIE-MPC. Dichos resultados han sido obtenidos utilizando el simulador descrito previamente.

Ensayo	t_d $[\mu s]$	f_c $[kHz]$	ω_m $[rpm]$	T_l $[Nm]$
1	3	20	350	4
2	3	20	800	7
3	3	50	350	4
4	3	50	800	7
5	5	50	350	4
6	5	50	800	7

Tabla 6.2: Ensayos propuestos en simulación.

En la bancada experimental, el tiempo muerto se encuentra fijado en $3\ \mu s$ y la frecuencia máxima de control utilizada es de $20kHz$, con el fin de preservar la integridad

del convertidor electrónico, véase la Sección 7.2. No obstante, el simulador permite modificar estos parámetros sin las restricciones impuestas por las limitaciones físicas del sistema disponible. Aprovechando esta flexibilidad, se compararán los resultados obtenidos por ambos esquemas de control en seis ensayos distintos, recogidos en la Tabla 6.2. Estos ensayos pueden agruparse en tres parejas distintas, dependiendo de los valores de tiempo muerto (t_d) y frecuencia de control (f_c):

- **Ensayos 1 y 2**: corresponden a los valores de t_d y f_c máxima que puede alcanzarse en la bancada experimental. En estas condiciones, el ensayo 1 se realiza en un punto de operación bajo, mientras que el ensayo 2 se lleva a cabo en un punto alto, caracterizado por mayores valores de velocidad de referencia y par de carga.

- **Ensayos 3 y 4**: manteniendo el t_d de la bancada experimental, se incrementa la frecuencia de control, para que el efecto del tiempo muerto aumente. A su vez, también se analiza el funcionamiento en dos puntos de operación distintos, con el fin de evaluar el desempeño del método en diferentes condiciones de carga y velocidad.

- **Ensayos 5 y 6**: en estos casos se emplean valores de t_d y f_c superiores a los permitidos por la bancada experimental. El objetivo es demostrar el potencial de mejora del método propuesto bajo condiciones que no pueden reproducirse en el sistema experimental disponible. Nuevamente, el análisis se lleva a cabo considerando un punto de operación bajo y otro alto.

Una vez definidos los ensayos realizados en simulación, se procede al análisis de los resultados obtenidos. Para cada ensayo, se presentan comparativas gráficas entre ambos métodos: seguimiento de la velocidad, seguimiento de las corrientes d-q, corrientes en el subespacio secundario x-y, corrientes de fase del primer devanado y la FFT de la corriente de fase a_1, ampliada para visualizar los armónicos de orden 5° y 7°. Cabe destacar que todas las corrientes mostradas corresponden al estátor, por lo que se omite el subíndice s utilizado previamente en este trabajo. Además, se añade en cada ensayo una tabla comparativa, que reúne para cada método los valores de las métricas descritas en la Sección 6.3.

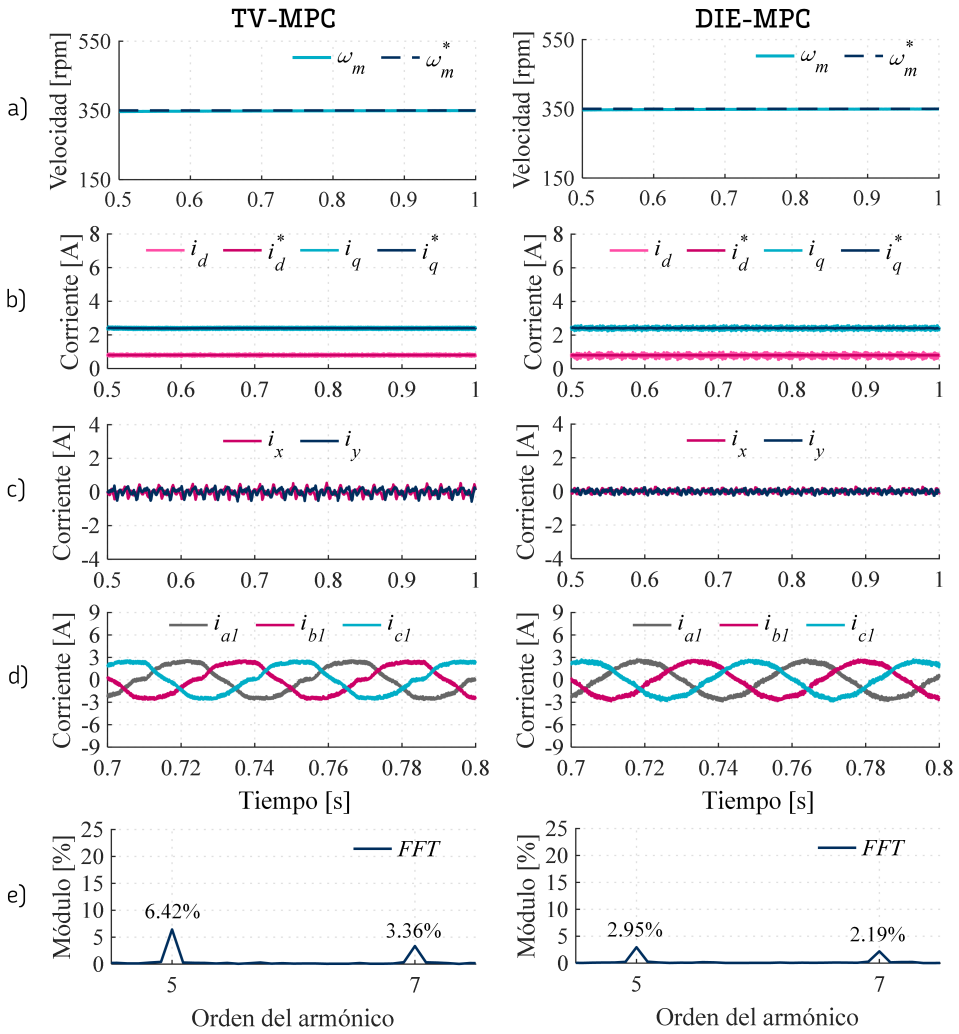


Figura 6.8: Resultados de simulación en el ensayo 1 ($\omega_m = 350rpm$, $T_l = 4Nm$, $f_c = 20kHz$, $t_d = 3\mu s$). a) Velocidad. b) Corrientes d-q. c) Corrientes x-y. d) Corrientes de fase. e) FFT (i_{a1}) ampliada. *Fuente: Elaboración propia.*

Método	$i_{abc}^{RMS}[A]$	$THD[\%]$	$i_{xy}^{p2p}[A]$	$\sigma_{xy}[A]$	$f_{sw}[kHz]$
TV-MPC	1.7889	10.4912	0.9815	0.1793	3.2129
DIE-MPC	1.7878	5.4728	0.4976	0.0882	4.6572

Tabla 6.3: Métricas de simulación en el ensayo 1 ($\omega_m = 350rpm$, $T_l = 4Nm$, $f_c = 20kHz$, $t_d = 3\mu s$).

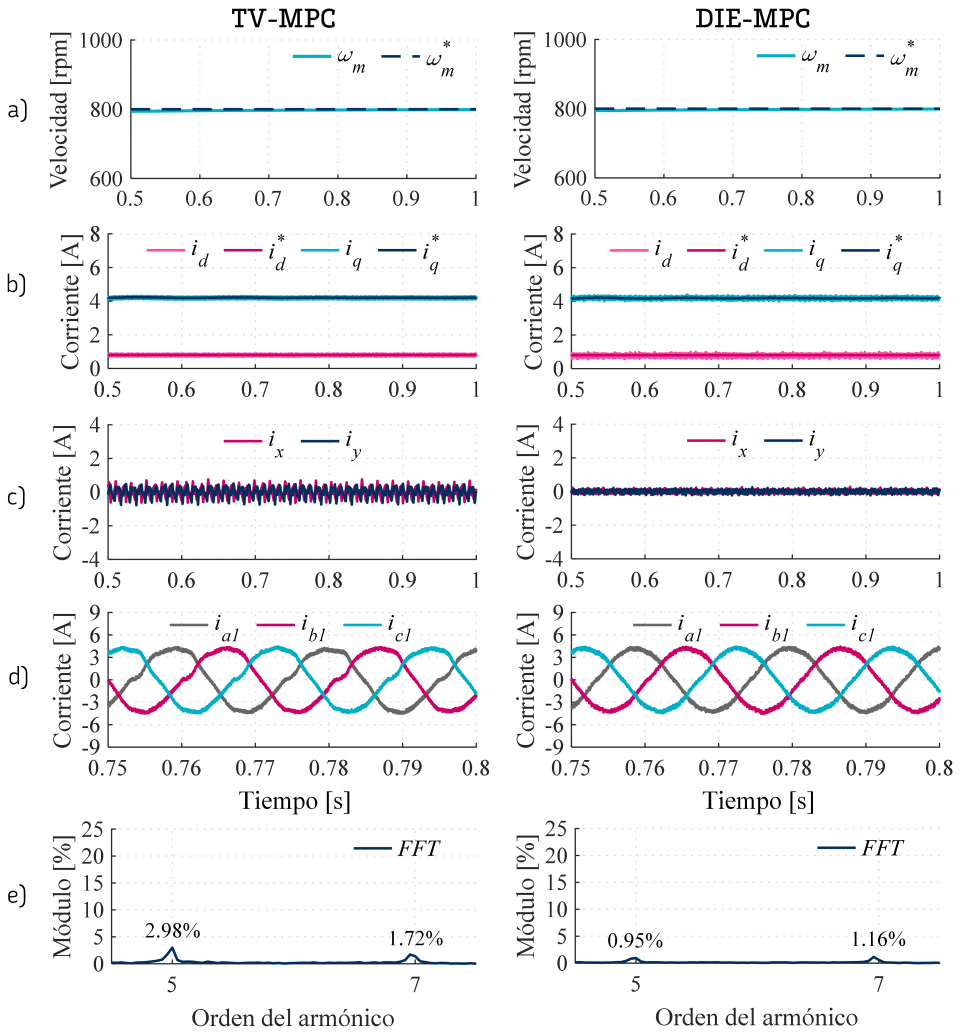


Figura 6.9: Resultados de simulación en el ensayo 2 ($\omega_m = 800rpm$, $T_l = 7Nm$, $f_c = 20kHz$, $t_d = 3\mu s$). a) Velocidad. b) Corrientes d-q. c) Corrientes x-y. d) Corrientes de fase. e) FFT (i_{a1}) ampliada. *Fuente: Elaboración propia.*

Método	$i_{abc}^{RMS}[A]$	$THD[\%]$	$i_{xy}^{p2p}[A]$	$\sigma_{xy}[A]$	$f_{sw}[kHz]$
TV-MPC	3.0251	9.2155	1.3526	0.2724	6.2975
DIE-MPC	3.0082	2.8456	0.4830	0.0822	6.2097

Tabla 6.4: Métricas de simulación en el ensayo 2 ($\omega_m = 800rpm$, $T_l = 7Nm$, $f_c = 20kHz$, $t_d = 3\mu s$).

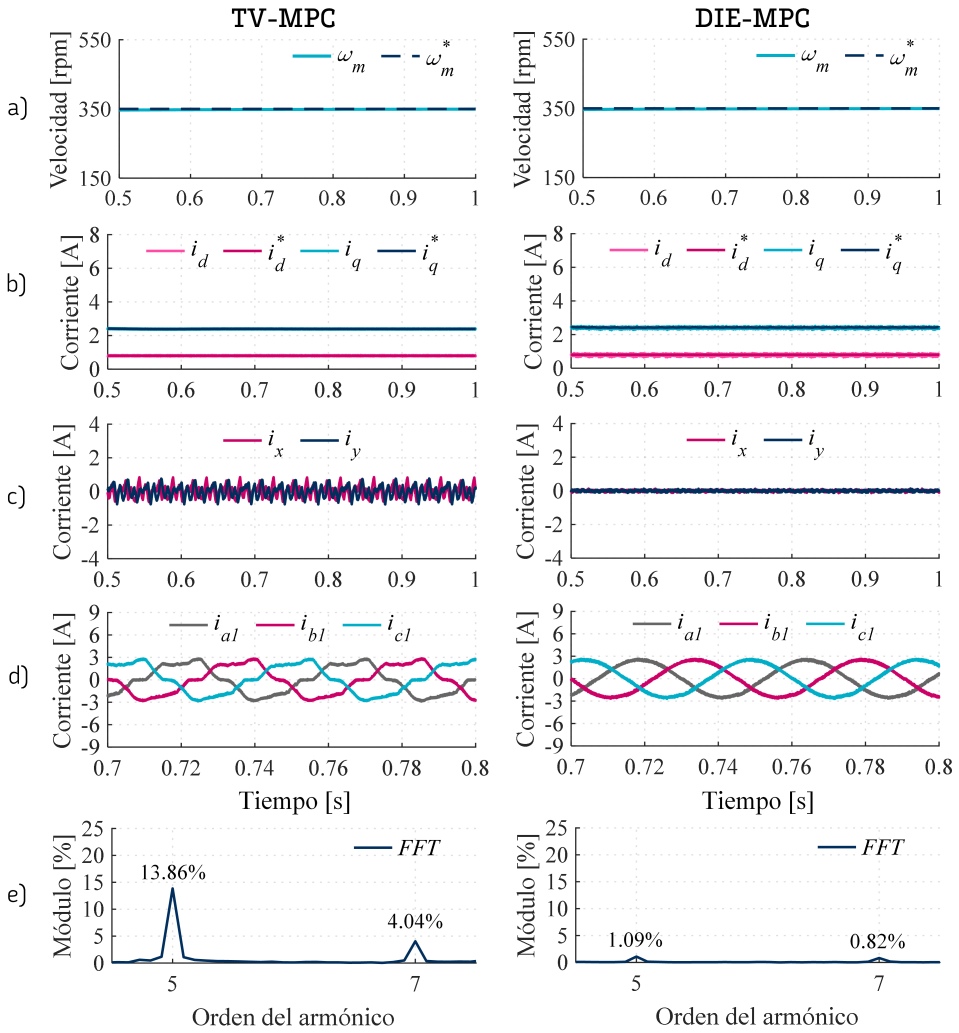


Figura 6.10: Resultados de simulación en el ensayo 3 ($\omega_m = 350rpm$, $T_l = 4Nm$, $f_c = 50kHz$, $t_d = 3\mu s$). a) Velocidad. b) Corrientes d-q. c) Corrientes x-y. d) Corrientes de fase. e) FFT (i_{a1}) ampliada. *Fuente: Elaboración propia.*

Método	$i_{abc}^{RMS}[A]$	$THD[\%]$	$i_{xy}^{p2p}[A]$	$\sigma_{xy}[A]$	$f_{sw}[kHz]$
TV-MPC	1.8104	18.9821	1.5142	0.3382	9.2128
DIE-MPC	1.7874	2.2651	0.2644	0.0357	12.7406

Tabla 6.5: Métricas de simulación en el ensayo 3 ($\omega_m = 350rpm$, $T_l = 4Nm$, $f_c = 50kHz$, $t_d = 3\mu s$).

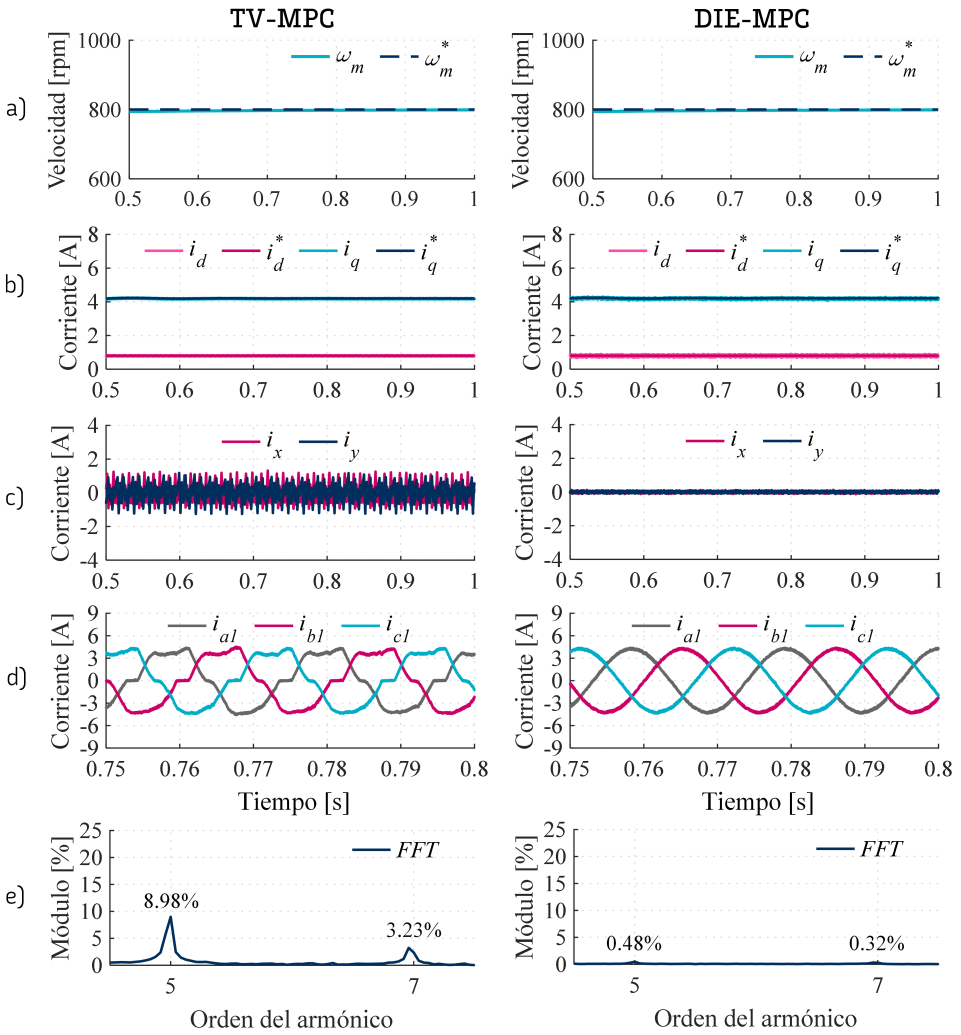


Figura 6.11: Resultados de simulación en el ensayo 4 ($\omega_m = 800rpm$, $T_l = 7Nm$, $f_c = 50kHz$, $t_d = 3\mu s$). a) Velocidad. b) Corrientes d-q. c) Corrientes x-y. d) Corrientes de fase. e) FFT (i_{a1}) ampliada. *Fuente: Elaboración propia.*

Método	$i_{abc}^{RMS}[A]$	$THD[\%]$	$i_{xy}^{p2p}[A]$	$\sigma_{xy}[A]$	$f_{sw}[kHz]$
TV-MPC	3.0482	15.7314	2.3516	0.4833	16.1540
DIE-MPC	3.0129	1.2171	0.2464	0.0373	15.1462

Tabla 6.6: Métricas de simulación en el ensayo 4 ($\omega_m = 800rpm$, $T_l = 7Nm$, $f_c = 50kHz$, $t_d = 3\mu s$).

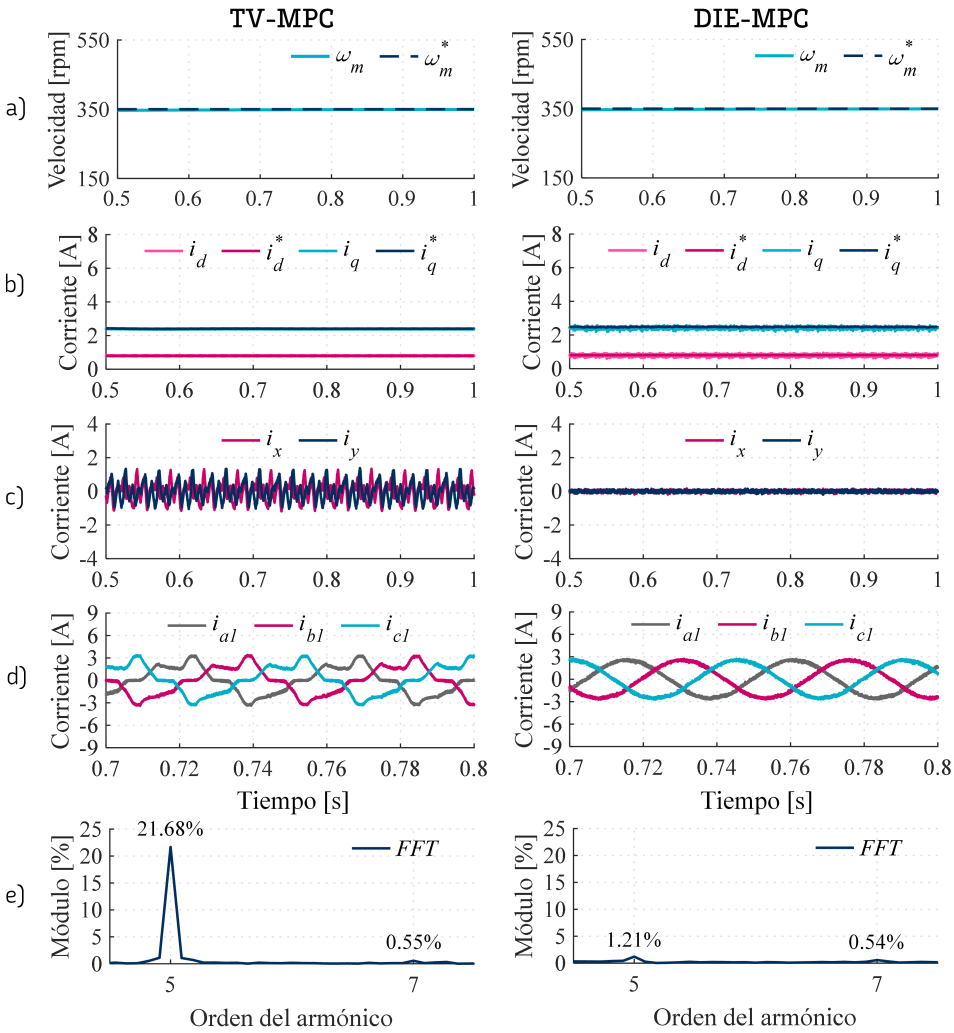


Figura 6.12: Resultados de simulación en el ensayo 5 ($\omega_m = 350rpm$, $T_l = 4Nm$, $f_c = 50kHz$, $t_d = 5\mu s$). a) Velocidad. b) Corrientes d-q. c) Corrientes x-y. d) Corrientes de fase. e) FFT (i_{a1}) ampliada. *Fuente: Elaboración propia.*

Método	$i_{abc}^{RMS}[A]$	$THD[\%]$	$i_{xy}^{p2p}[A]$	$\sigma_{xy}[A]$	$f_{sw}[kHz]$
TV-MPC	1.8630	30.6939	2.4800	0.5448	10.8368
DIE-MPC	1.8032	2.7663	0.3604	0.0423	11.5785

Tabla 6.7: Métricas de simulación en el ensayo 5 ($\omega_m = 350rpm$, $T_l = 4Nm$, $f_c = 50kHz$, $t_d = 5\mu s$).

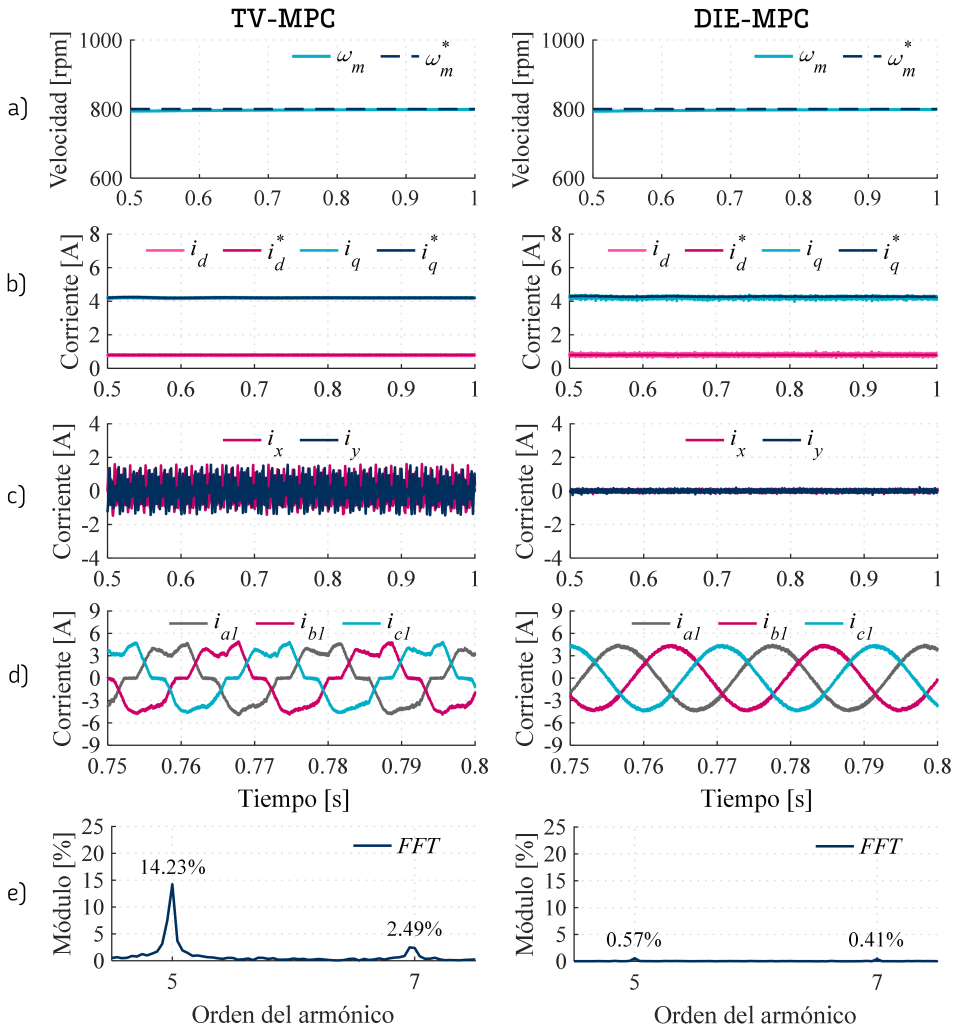


Figura 6.13: Resultados de simulación en el ensayo 6 ($\omega_m = 800rpm$, $T_l = 7Nm$, $f_c = 50kHz$, $t_d = 5\mu s$). a) Velocidad. b) Corrientes d-q. c) Corrientes x-y. d) Corrientes de fase. e) FFT (i_{a1}) ampliada. *Fuente: Elaboración propia.*

Método	$i_{abc}^{RMS}[A]$	$THD[\%]$	$i_{xy}^{p2p}[A]$	$\sigma_{xy}[A]$	$f_{sw}[kHz]$
TV-MPC	3.0821	20.9658	3.0452	0.6447	16.4453
DIE-MPC	3.0359	1.4817	0.4228	0.0466	14.4114

Tabla 6.8: Métricas de simulación en el ensayo 6 ($\omega_m = 800rpm$, $T_l = 7Nm$, $f_c = 50kHz$, $t_d = 5\mu s$).

- **Ensayo 1 ($t_d = 3\mu s$, $f_c = 20kHz$, $\omega_m = 350rpm$, $T_l = 4Nm$)**

Ambos métodos realizan un seguimiento adecuado de la velocidad y de las corrientes d-q, adaptándose correctamente a un punto de operación bajo. En lo que respecta al subespacio secundario, el método DIE-MPC presenta corrientes de menor magnitud, hecho que se evidencia tanto en la Figura 6.8c), como en los valores de i_{xy}^{p2p} y σ_{xy} mostrados en la Tabla 6.3. El método propuesto reduce estos valores en un $49.30\,\%$ y un $50.81\,\%$, respectivamente, mostrando un mejor control del plano secundario. Esta mejora se traduce en unas corrientes de fase con un menor contenido armónico, logrando disminuir el THD un $47.83\,\%$ respecto a TV-MPC. Como cabe esperar, este hecho se refleja en la FFT, donde se observa una disminución de los armónicos $5°$ y $7°$, evidenciando la mejora del método propuesto. No obstante, estas mejoras se alcanzan a expensas de aumentar la frecuencia de conmutación media.

- **Ensayo 2 ($t_d = 3\mu s$, $f_c = 20kHz$, $\omega_m = 800rpm$, $T_l = 7Nm$)**

Al aumentar la velocidad y el par de carga, la comparación resulta aún más favorable para el DIE-MPC. Esto se debe a que el esquema TV-MPC incrementa la magnitud de la corriente en el subespacio secundario, mientras que DIE-MPC la reduce, logrando una disminución de i_{xy}^{p2p} del $64.29\,\%$. El mejor control del plano x-y ocasiona una disminución del THD del $69.12\,\%$, y en este caso, la mejora se realiza disminuyendo también la frecuencia de conmutación, tal y como se puede observar en la Tabla 6.4.

- **Ensayo 3 ($t_d = 3\mu s$, $f_c = 50kHz$, $\omega_m = 350rpm$, $T_l = 4Nm$)**

Para el mismo valor de t_d que los ensayos 1 y 2, pero una mayor frecuencia de control, el efecto del tiempo muerto se acentúa, empeorando el control en aquellos esquemas que no lo consideran. Este no es el caso de DIE-MPC, ya que este consigue mejorar sus métricas respecto al ensayo 1, excepto f_{sw}, la cual se ve incrementada por el aumento de la frecuencia de control. Retomando la comparación entre TV-MPC y DIE-MPC en el ensayo 3, la calidad de corrientes obtenida por el método propuesto es superior, presentando una reducción del THD del $88.07\,\%$. Además, se observa como consigue reducir el $5°$ y $7°$, ambos estrechamente relacionados con las corrientes x-y.

- **Ensayo 4 ($t_d = 3\mu s$, $f_c = 50kHz$, $\omega_m = 800rpm$, $T_l = 7Nm$)**

Con los mismos valores de t_d y f_c que el ensayo anterior, pero en un punto de operación alto, el método propuesto también mejora a TV-MPC. En este caso, la mejora no se limita únicamente al comportamiento de las corrientes: se obtiene una reducción de i_{xy}^{p2p} y σ_{xy} del $89.52\,\%$ y $92.28\,\%$, respectivamente, así como un THD un $92.26\,\%$ inferior. Además, se logra disminuir f_{sw} en un $6.24\,\%$, evidenciando una mejora del control en todos los aspectos considerados.

- **Ensayo 5 ($t_d = 5\mu s$, $f_c = 50kHz$, $\omega_m = 350rpm$, $T_l = 4Nm$)**

En este ensayo, se han aumentando los valores de t_d y f_c a los máximos considerados en las simulaciones. El esquema TV-MPC, a pesar de seguir correctamente las referencias de velocidad y de corrientes d-q, presenta un control deficiente de las corrientes x-y. Esta desconsideración del plano secundario se ve reflejado en la calidad de las corrientes de fase, las cuales presentan un alto contenido armónico. Sin embargo, en estas mismas condiciones, DIE-MPC satisface adecuadamente los requisitos del subespacio secundario, logrando mantener sus corrientes con un valor mínimo, minimizando el valor de sus métricas i_{xy}^{p2p} y σ_{xy}. Esta mejora se refleja directamente en la FFT, disminuyendo el $5°$ armónico un $94.42\,\%$. Al igual que ocurre con el resto de ensayos en un punto bajo de operación, las mejoras en la calidad de las corrientes se consiguen a costa de aumentar levemente f_{sw}.

- **Ensayo 6 ($t_d = 5\mu s$, $f_c = 50kHz$, $\omega_m = 800rpm$, $T_l = 7Nm$)**

El aumento de la velocidad y el par de carga no limita la mejora de DIE-MPC, sino que la favorece en términos de frecuencia de conmutación media, la cual se ve reducida con respecto a TV-MPC. Este comportamiento, ligado a la reiterada mejora en la calidad de las corrientes, logran que el esquema propuesto supere al método que no considera el efecto del tiempo muerto en cada una de las métricas evaluadas: reducción de i_{xy}^{p2p} y σ_{xy} del $86.11\,\%$ y $92.77\,\%$, respectivamente; atenuación de los armónicos $5°$ y $7°$ en un $95.99\,\%$ y $83.53\,\%$, respectivamente; y, por último, THD un $92.93\,\%$ menor.

Con la finalidad de estudiar la evolución de ambos esquemas de control frente a distintos valores de duración del tiempo muerto y frecuencia de control, se han realizado múltiples simulaciones en cascada, en las que se han modificado ambos parámetros. El tiempo muerto se ha variado en el rango 0–$5\ \mu s$, mientras que la frecuencia de control lo ha hecho en el rango 5–$50\ kHz$. En este análisis, se ha estudiado la evolución del THD y de la frecuencia de conmutación media (f_{sw}), tanto en un punto bajo de operación como en uno alto.

En la Figura 6.14 se muestran los resultados obtenidos en un punto de operación bajo. Respecto al contenido armónico de la corriente, se observa que en ausencia de tiempo muerto ($t_d = 0\ \mu s$), ambos esquemas de control se comportan igual. Por un lado, el esquema TV-MPC incrementa el THD tanto al aumentar la duración del tiempo muerto como al elevar la frecuencia de control. Por el contrario, DIE-MPC consigue reducir el THD al incrementar la frecuencia de control, independientemente del valor de tiempo muerto considerado. En este sentido, el método propuesto presenta un rendimiento superior al de TV-MPC. Esta ventaja no se extiende a la frecuencia de conmutación, la cual aumenta en el caso de DIE-MPC. No obstante, la mejora obtenida en la calidad de las corrientes es lo suficientemente significativa como para que dicho incremento en f_{sw} no pueda considerarse perjudicial, dado que el desempeño de la otra técnica de regulación resulta claramente inferior en términos de calidad de corriente.

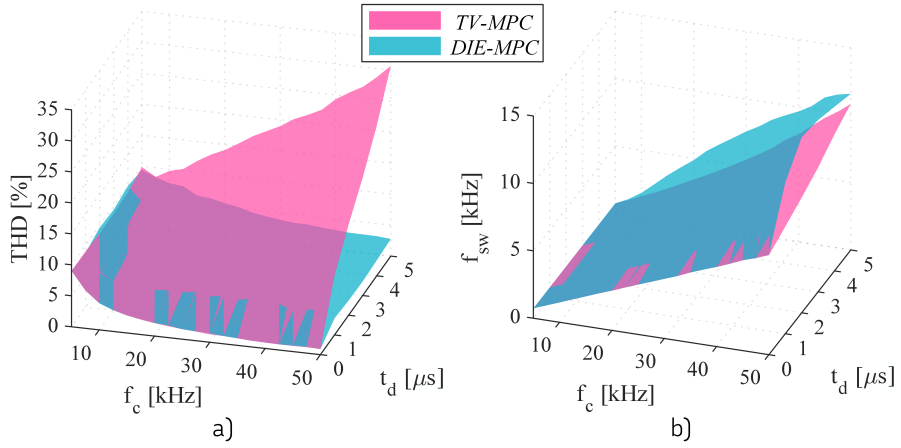


Figura 6.14: Superficies de simulación en un punto bajo de operación ($\omega_m = 350 rpm$, $T_l = 4 Nm$). a) THD. b) Frecuencia de conmutación (f_{sw}). *Fuente: Elaboración propia.*

En la Figura 6.15 se muestran dos cortes de las superficies mostradas en la Figura 6.14, para el valor de tiempo muerto que presenta la bancada experimental, $3\ \mu s$. En la evolución del THD se observa que el método propuesto comienza a superar a TV-MPC a partir de una frecuencia de control de $10\ kHz$, aumentando dicha mejora conforme se incrementa esta frecuencia. A partir de ese mismo punto, donde se empieza a observar una mejora progresiva en la calidad de las corrientes, también se evidencia un incremento en la frecuencia de conmutación respecto a TV-MPC. Aunque ambos esquemas aumentan f_{sw} a medida que lo hace f_c, DIE-MPC presenta valores superiores, no obstante, dicho aumento queda justificado por la elevada mejora en THD.

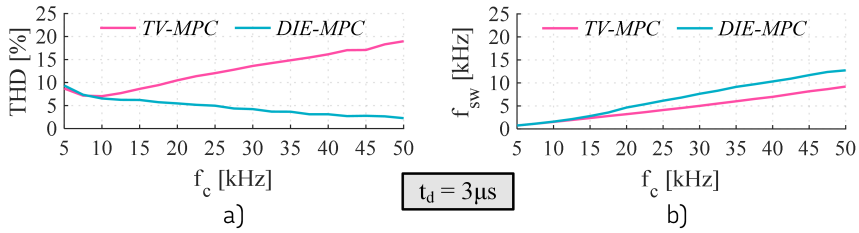


Figura 6.15: Corte de la superficie de simulación en un punto bajo de operación ($\omega_m = 350 rpm,\ T_l = 4Nm$) para $t_d = 3\mu s$. a) THD. b) Frecuencia de conmutación (f_{sw}). *Fuente: Elaboración propia.*

Los resultados obtenidos para un punto de operación alto se muestran en la Figura 6.16. En términos de distorsión armónica, la tendencia para ambos esquemas es análoga a la vista en el punto bajo de operación: en ausencia de tiempo muerto se comportan igual, sin embargo, cuando este presenta un valor no nulo, DIE-MPC obtiene mejores prestaciones, incluso al aumentar la frecuencia de control. En este escenario, a diferencia de lo que ocurre en un punto bajo de operación, DIE-MPC consigue reducir la frecuencia de conmutación respecto a TV-MPC, mejorando así todos los índices considerados.

De nuevo, en la Figura 6.17 se muestra el corte de ambas superficies (Figura 6.16) para $t_d = 3\ \mu s$. En este caso, la mejora en el THD comienza a observarse a una frecuencia de control inferior ($\approx 7.5\ kHz$), e igualmente, esta mejora se intensifica conforme aumenta dicha frecuencia. En cuanto a la frecuencia de conmutación, ambas técnicas mantienen valores similares, excepto a partir de $f_c \approx 40\ kHz$, donde DIE-MPC comienza a presentar un valor levemente menor.

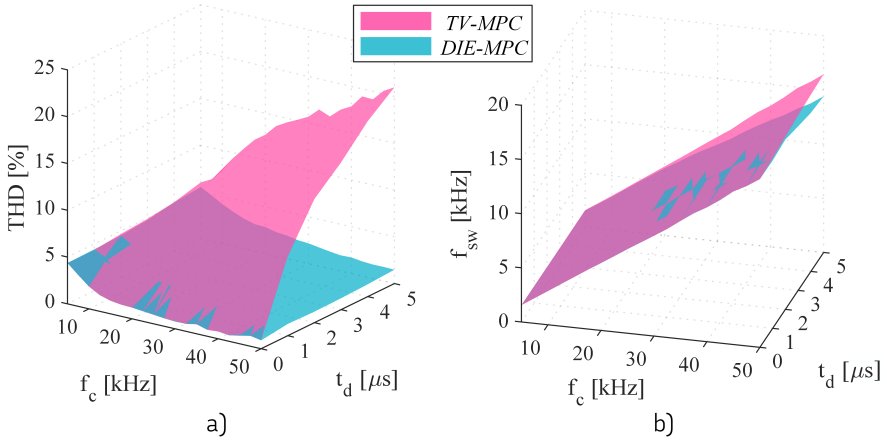


Figura 6.16: Superficies de simulación en un punto alto de operación ($\omega_m = 800rpm$, $T_l = 7Nm$). a) THD. b) Frecuencia de conmutación (f_{sw}). *Fuente: Elaboración propia.*

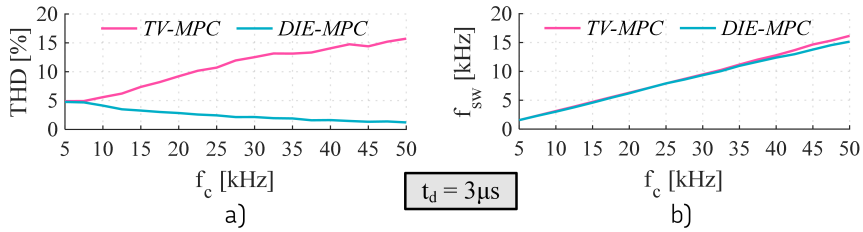


Figura 6.17: Corte de la superficie de simulación en un punto alto de operación ($\omega_m = 800rpm$, $T_l = 7Nm$) para $t_d = 3\mu s$. a) THD. b) Frecuencia de conmutación (f_{sw}). *Fuente: Elaboración propia.*

Por último, para finalizar el Capítulo 6, se retoma la Figura 4.8, presentada en la Sección 4.4. Esta figura muestra las limitaciones del esquema multivectorial (TV-MPC) en comparación con el que emplea un único estado de conmutación por periodo de control (LV-MPC), en presencia de tiempo muerto y a frecuencias de control elevadas. Al superponer en dicha figura los resultados del esquema DIE-MPC, se obtiene la Figura 6.18. En esta se observa que el método propuesto combina las ventajas de ambas técnicas previas, superándolas tanto a bajas como a altas frecuencias, y para todas las duraciones de tiempo muerto consideradas. Este hecho consolida a DIE-MPC como una técnica de regulación que cumple su propósito, abordar las limitaciones de los esquemas multivectoriales a altas frecuencias.

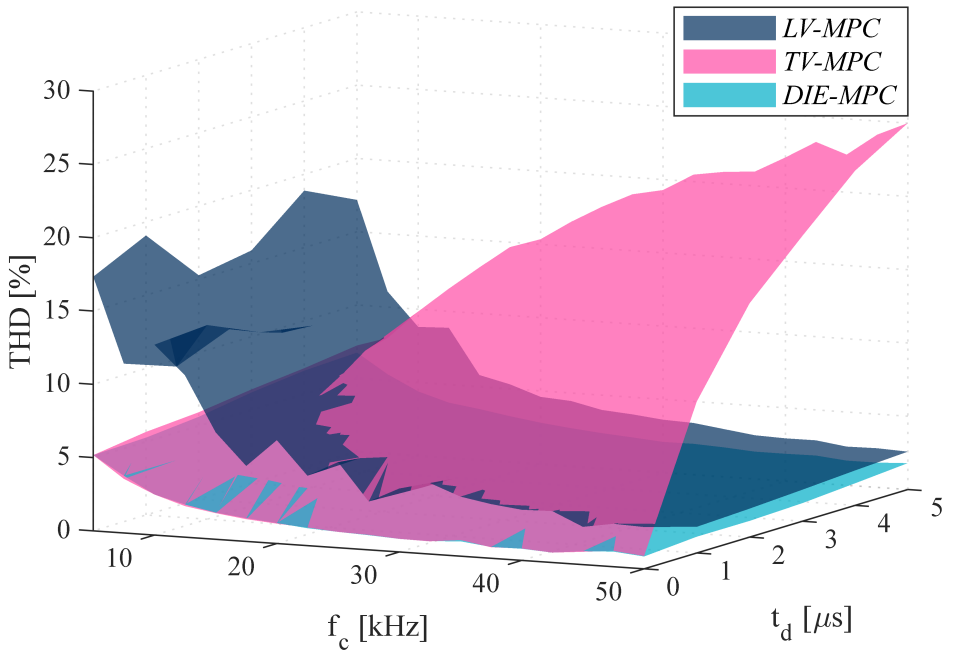


Figura 6.18: Evolución del THD en los esquemas LV-MPC, TV-MPC y DIE-MPC para distintas frecuencias de control y duración del tiempo muerto. *Fuente: Elaboración propia.*

CAPÍTULO 7

Resultados experimentales

Contenido

7.1. Introducción 122
7.2. Descripción de la bancada 122
7.2.1. Máquina eléctrica 124
7.2.2. Convertidor electrónico 124
7.2.3. Sistema de control 126
7.3. Ensayos propuestos y resultados 128

7.1. Introducción

En el Capítulo 6 se ha comprobado el correcto funcionamiento de DIE-MPC mediante simulación. Si bien este procedimiento ha permitido validar el método propuesto desde un punto de vista teórico, debe considerarse que el simulador empleado asume ciertos comportamientos idealizados[1]. Por lo tanto, para confirmar la mejora real proporcionada por DIE-MPC, resulta necesario realizar ensayos en la bancada experimental.

La realización de pruebas experimentales en la bancada real permitirá validar simultáneamente dos aspectos. Por un lado, que el efecto del tiempo muerto se ha modelado de forma adecuada, tanto teóricamente como en el simulador. Por otro lado, que la técnica de regulación propuesta aprovecha el conocimiento adicional sobre dicho efecto, obteniendo mejores resultados que el otro esquema multivectorial.

Este Capítulo 7 se compone de dos partes bien diferenciadas. En primer lugar, se presenta una descripción de la bancada hexafásica empleada, detallando sus partes más relevantes. En segundo lugar, se plantean una serie de ensayos en distintos puntos de operación, con el objetivo de evaluar el desempeño de DIE-MPC en comparación con TV-MPC, bajo diversas condiciones de funcionamiento.

7.2. Descripción de la bancada

La bancada empleada en este TFG, mostrada en la Figura 7.1, se encuentra situada en el Laboratorio 3.507 LII de la Escuela de Ingenierías Industriales de Málaga. Esta bancada está compuesta por una máquina de inducción hexafásica, alimentada por un conjunto de dos convertidores trifásicos de dos niveles, gobernados por un procesador digital de señales. Dicho procesador recibe información del accionamiento, empleando sensores de corriente y un *encoder* digital.

Para aplicar un par de carga a la máquina hexafásica ensayada, se utiliza una máquina de corriente continua, acoplando mecánicamente ambos ejes. En el sistema descrito, la máquina multifásica trabaja en modo motor, mientras que la de corriente continua lo

[1] Entre estas simplificaciones se encuentran la omisión del tiempo de subida y bajada durante las conmutaciones, la no consideración de la caída de tensión en los dispositivos semiconductores y la suposición de una tensión del bus de continua sin oscilaciones, entre otras.

hace en régimen generador. La armadura de esta última se conecta a un circuito resistivo que disipa potencia, siendo por lo tanto el par de carga dependiente de la velocidad.

La adquisición de las corrientes de fase, con el fin de representarlas y analizarlas, se ha realizado empleando el osciloscopio YOKOGAWA DL850 [150]. Este dispositivo permite medir las corrientes con una alta frecuencia de muestreo, utilizando para ello cuatro sondas de corriente efecto Hall[2], modelo BK PRECISION CP62 [151].

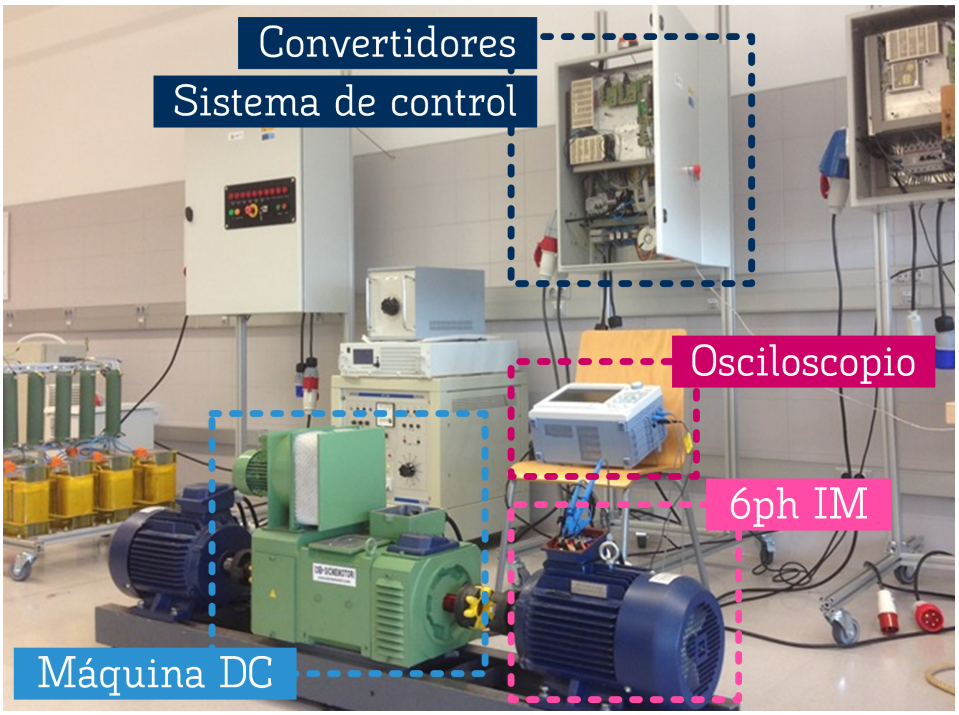


Figura 7.1: Vista general de la bancada experimental empleada. *Fuente: Elaboración propia.*

A continuación, se detallan las partes más relevantes del accionamiento multifásico.

[2] En cada devanado trifásico se miden dos corrientes, y la otra se calcula aplicando la primera ley de Kirchhoff.

7.2.1. Máquina eléctrica

La máquina eléctrica es de inducción hexafásica con rotor en jaula de ardilla, compuesta por dos devanados trifásicos distribuidos. Dichos devanados se encuentran en configuración asimétrica, desfasados 30° espacialmente, y con sus neutros aislados entre sí. La máquina descrita se muestra en la Figura 7.2, mientras que sus parámetros eléctricos se recogen en la Tabla 7.1.

a) b)

Figura 7.2: Máquina eléctrica hexafásica de inducción empleada. a) Vista frontal. b) Caja de bornas. *Fuente: Elaboración propia.*

Parámetro	Descripción	Valor
I_{max} $[A]$	Corriente máxima	4.5
R_s $[\Omega]$	Resistencia del estátor	4.19
R_r $[\Omega]$	Resistencia del rotor	3.2
L_m $[mH]$	Inductancia mutua	280
L_{ls} $[mH]$	Inductancia de fuga del estátor	4.2
L_{lr} $[mH]$	Inductancia de fuga del rotor	55.1
p $[-]$	Número de pares de polos	3

Tabla 7.1: Parámetros de la máquina eléctrica hexafásica ensayada experimentalmente.

7.2.2. Convertidor electrónico

El convertidor electrónico está compuesto por dos módulos Semikron SKS-22FF B6U+E1CIF+B6CI 13 V12 [152], ver Figura 7.3. Cada uno de estos módulos cuenta con tres partes diferenciadas:

- **Rectificador:** en esta primera etapa lleva a cabo una conversión de corriente alterna a corriente continua. Para ello, emplea un rectificador trifásico no controlado de puente completo, que recibe como entrada la tensión alterna de la red y proporciona a su salida una tensión fija en el bus de continua [31].

- **Bus de continua:** también conocido como *dc-link*, es generado por el rectificador y se utiliza para alimentar al inversor. Para poder mantener una señal estable tiene colocados en paralelo varios condensadores encargados de reducir el rizado de la tensión.

- **Inversor:** es el dispositivo gobernado por el procesador digital de señales, encargado de realizar la conversión de corriente continua a corriente alterna para alimentar la máquina eléctrica. El inversor es trifásico de dos niveles, conformado por transistores IGBT de silicio. Este representa un elemento fundamental en este trabajo, pues en él se aplica el tiempo muerto entre conmutaciones.

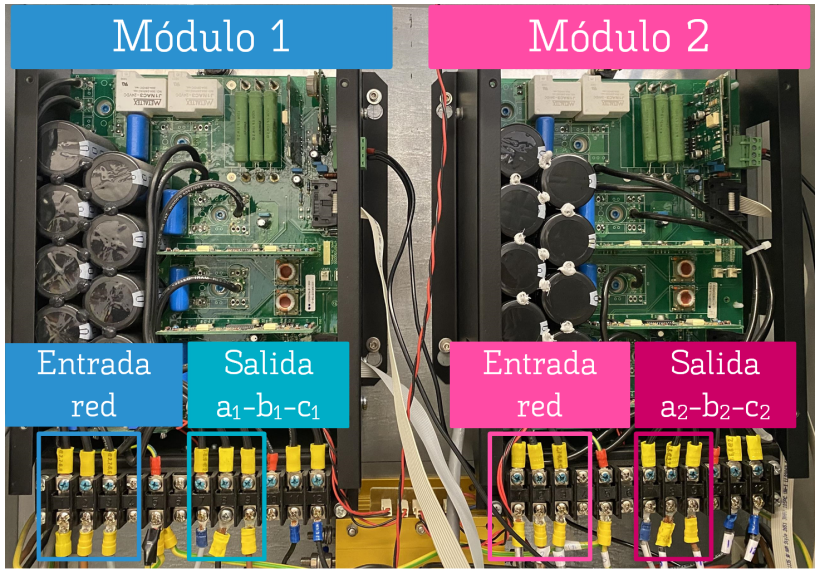


Figura 7.3: Módulos de convertidores electrónicos Semikron empleados. *Fuente: Elaboración propia.*

Los dos módulos descritos conforman una topología B2B (explicada previamente en la Sección 2.3), que alimenta a la máquina hexafásica mediante dos inversores trifásicos de dos niveles. Debido a la gran importancia que adquiere el inversor, en la Tabla 7.2 se recogen sus características principales.

Parámetro	Descripción	Valor
I_{max} $[A]$	Corriente máxima	22
f_{sw}^{max} $[kHz]$	Frecuencia de conmutación máxima	15
V_{dc} $[V]$	Tensión del *dc-link*	325
t_d $[\mu s]$	Duración del tiempo muerto	3

Tabla 7.2: Parámetros del inversor empleado en la bancada experimental.

7.2.3. Sistema de control

El sistema de control empleado se muestra en la Figura 7.4. Este se compone por un DSP de la marca *Texas Instruments*, modelo TMS320F28335 [57], junto a varios circuitos electrónicos encargados de adaptar sus señales, tanto de entrada como de salida.

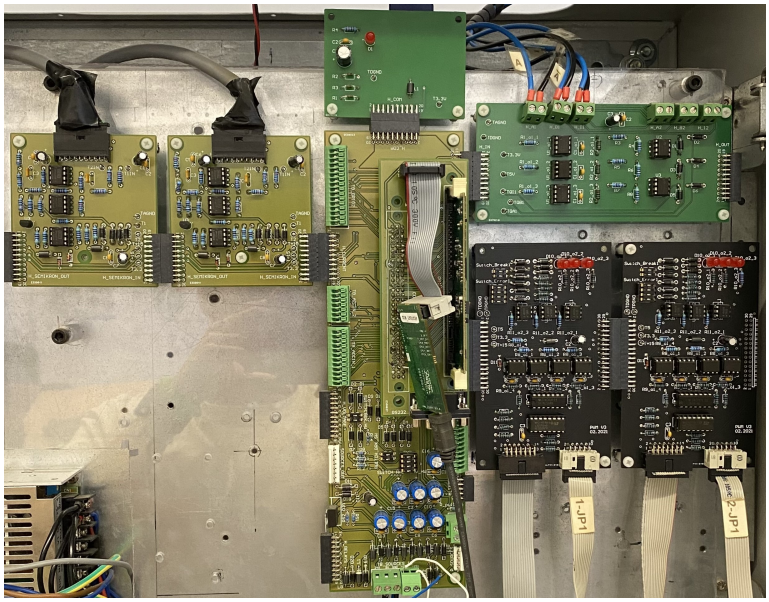


Figura 7.4: Sistema de control de la bancada experimental. *Fuente: Elaboración propia.*

El DSP implementa los esquemas de control que han sido programados previamente mediante un entorno de desarrollo integrado (IDE, por sus siglas en inglés, *Integrated Development Environment*) de *Texas Instruments*, denominado *Code Composer Studio* [153]. Los algoritmos se desarrollan en lenguaje C [154] y se transfieren al DSP desde un ordenador a través de un conector JTAG.

El procesador recibe las mediciones de las corrientes de fase mediante cuatro sondas de efecto Hall LEMLAH25-NP [155], así como la velocidad mecánica de rotación, obtenida a partir de un *encoder* digital GHM510296R/2500 [156]. Con estos valores, ejecuta el algoritmo de control y determina la acción de control óptima, la cual es enviada al convertidor. Al finalizar cada ensayo, *Code Composer Studio* permite extraer del DSP datos relacionados con el seguimiento de la velocidad, el seguimiento de las corrientes y la frecuencia de conmutación, con el fin de realizar un postprocesado y su correspondiente análisis.

Los dos esquemas comparados en este trabajo, TV-MPC y DIE-MPC, han sido programados para su ejecución en la bancada experimental. En la implementación del método propuesto, se ha utilizado la función *DeadVectorIndex( )*, mostrada en el Extracto 7.1. Esta realiza la misma operación que la descrita en el Extracto 6.1, pero está implementada en lenguaje C. La función programada en el DSP es de tipo *void* y opera sobre variables globales. En este caso, las variables utilizadas son de tipo *Uint16*, es decir, enteros sin signo de 16 bits. De estos bits, se emplean los seis menos significativos -uno por cada fase-, utilizando dichas variables como si se tratara de un vector de valores *booleanos*. Asimismo, se han utilizado operaciones lógicas que se realizan bit a bit para definir la función que determina el estado de conmutación correspondiente al tiempo muerto. La obtención de esta función lógica se describe detalladamente en el Apéndice A.

Extracto 7.1: Función lógica DeadVectorIndex( ) en código C.

```
1    void DeadVectorIndex(void) {
2
3        // Operación lógica
4        indexSdt = (S1 & S2) | (S1 & I) | (S2 & I);
5    }
```

7.3. Ensayos propuestos y resultados

En esta Sección 7.3 se presentan los resultados comparativos obtenidos en la bancada experimental entre los esquemas de control TV-MPC y DIE-MPC. En el inversor empleado, el tiempo muerto es fijo ($t_d = 3\ \mu s$), por lo que no puede ser modificado. La frecuencia de control (f_c) se limita a $20\ kHz$ para garantizar la integridad del inversor, siendo este el valor máximo alcanzable. El punto de operación puede modificarse variando la velocidad mecánica de referencia (ω_m). Bajo estas condiciones, se proponen cuatro ensayos, los cuales se recogen en la Tabla 7.3. Dichos ensayos se llevan a cabo a la máxima frecuencia de control, ya que a elevadas frecuencias el tiempo muerto resulta más significativo. A dicha frecuencia, se realiza un barrido por distintos puntos de operación mediante incrementos progresivos en la velocidad de referencia.

Ensayo	f_c $[kHz]$	ω_m $[rpm]$
1	20	350
2	20	500
3	20	650
4	20	800

Tabla 7.3: Ensayos propuestos en la bancada experimental.

Una vez definidos los ensayos realizados en la bancada experimental, se procede al análisis de los resultados obtenidos. Para cada ensayo, al igual que en los resultados de simulación, se presentan gráficas comparativas entre ambos métodos, incluyendo el seguimiento de la velocidad, el seguimiento de las corrientes d-q, las corrientes en el subespacio secundario x-y, las corrientes de fase del primer devanado y la FFT de la corriente de fase a_1, ampliada para visualizar los armónicos de orden 5° y 7°. Es importante señalar que todas las corrientes mostradas corresponden al estátor, por lo que se omite el subíndice s empleado previamente en este trabajo. Adicionalmente, en cada ensayo se incluye una tabla comparativa que recoge, para cada método, los valores de las métricas definidas en la Sección 6.3.

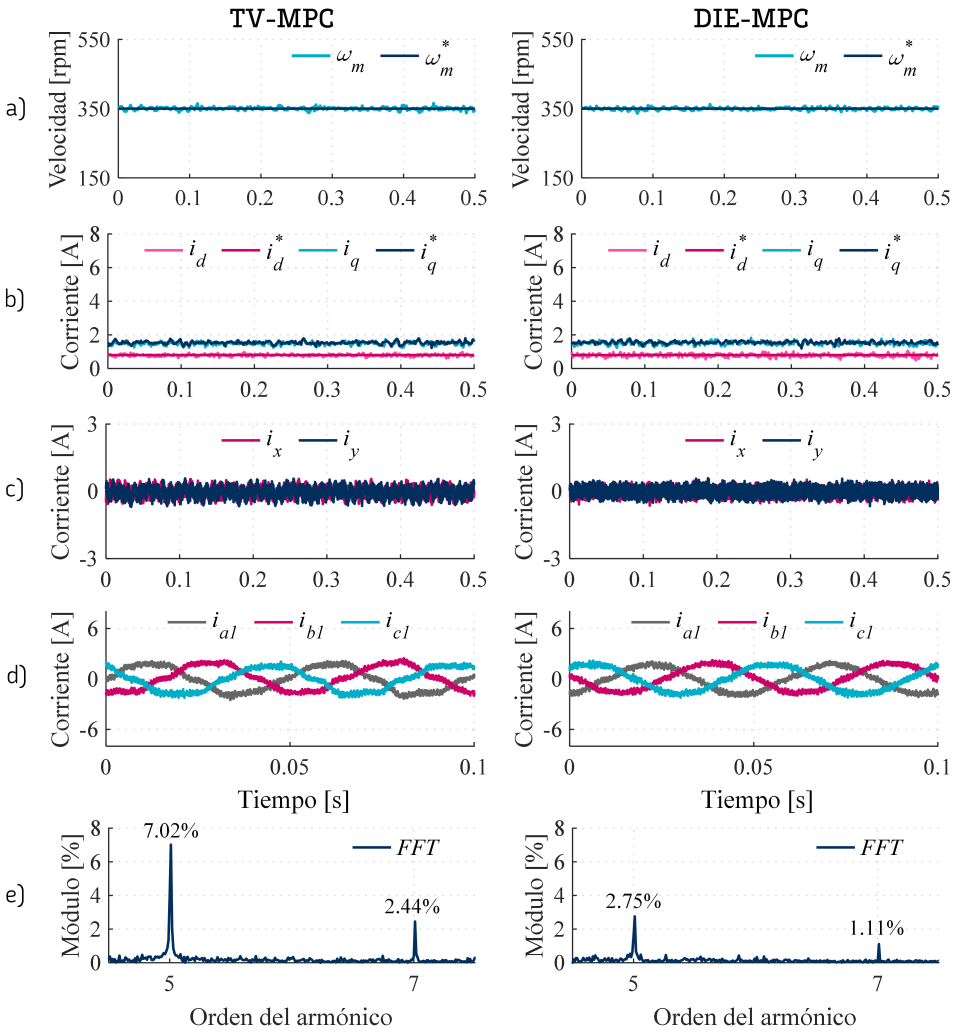


Figura 7.5: Resultados experimentales en el ensayo 1 ($\omega_m = 350rpm$, $f_c = 20kHz$). a) Velocidad. b) Corrientes d-q. c) Corrientes x-y. d) Corrientes de fase. e) FFT (i_{a1}) ampliada. *Fuente: Elaboración propia.*

Método	$i_{abc}^{RMS}[A]$	$THD[\%]$	$i_{xy}^{p2p}[A]$	$\sigma_{xy}[A]$	$f_{sw}[kHz]$
TV-MPC	1.2309	14.7547	1.2998	0.1750	8.3202
DIE-MPC	1.2281	11.2576	1.2596	0.1349	7.3565

Tabla 7.4: Métricas experimentales en el ensayo 1 ($\omega_m = 350rpm$, $f_c = 20kHz$).

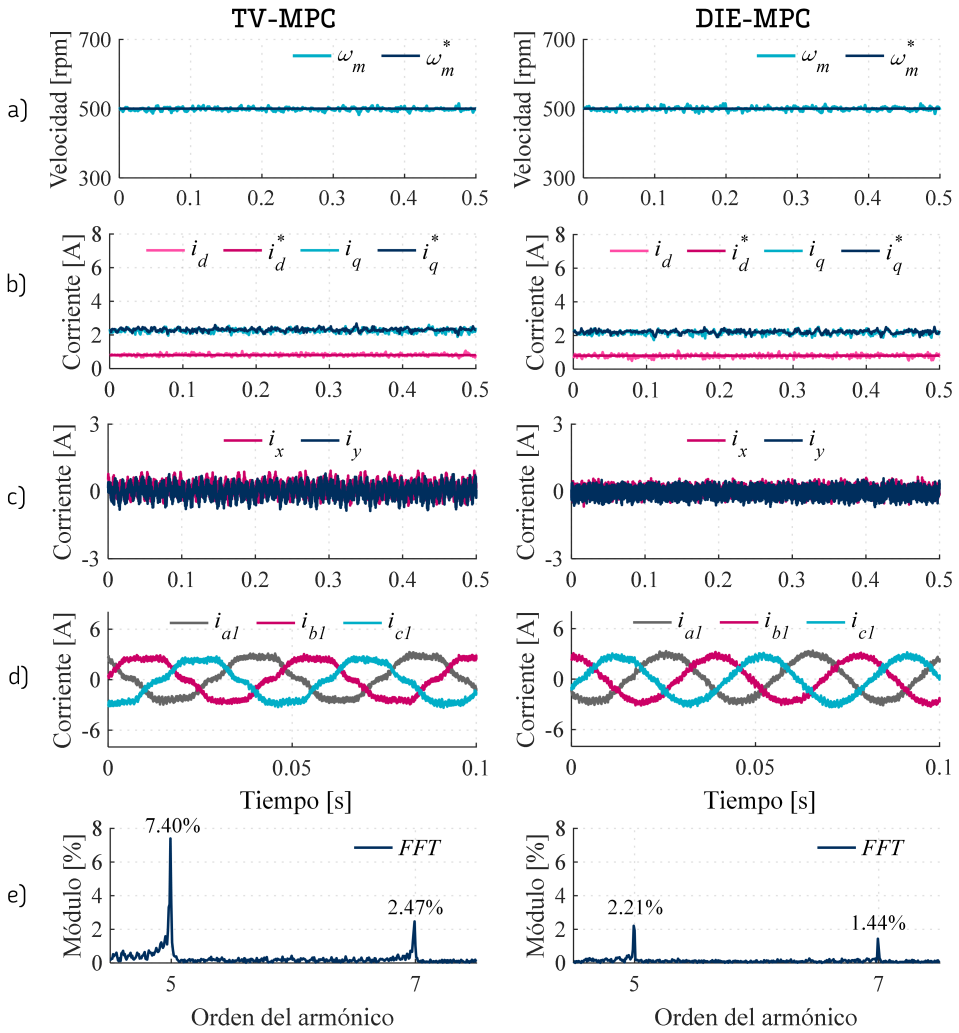


Figura 7.6: Resultados experimentales en el ensayo 2 ($\omega_m = 500rpm$, $f_c = 20kHz$). a) Velocidad. b) Corrientes d-q. c) Corrientes x-y. d) Corrientes de fase. e) FFT (i_{a1}) ampliada. *Fuente: Elaboración propia.*

Método	$i_{abc}^{RMS}[A]$	$THD[\%]$	$i_{xy}^{p2p}[A]$	$\sigma_{xy}[A]$	$f_{sw}[kHz]$
TV-MPC	1.8243	13.6634	1.7368	0.2268	8.1660
DIE-MPC	1.7070	8.9527	1.3351	0.1455	7.5036

Tabla 7.5: Métricas experimentales en el ensayo 2 ($\omega_m = 500rpm$, $f_c = 20kHz$).

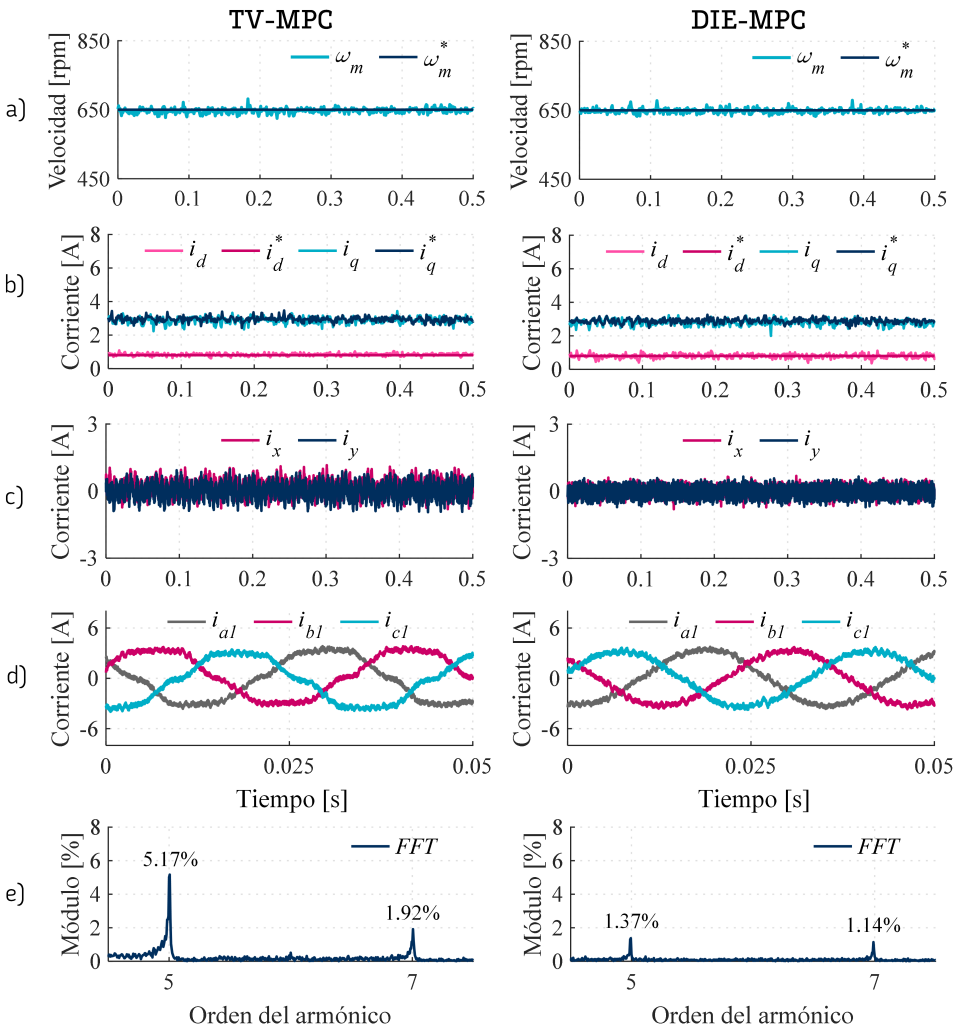


Figura 7.7: Resultados experimentales en el ensayo 3 ($\omega_m = 650rpm$, $f_c = 20kHz$). a) Velocidad. b) Corrientes d-q. c) Corrientes x-y. d) Corrientes de fase. e) FFT (i_{a1}) ampliada. *Fuente: Elaboración propia.*

Método	$i_{abc}^{RMS}[A]$	$THD[\%]$	$i_{xy}^{p2p}[A]$	$\sigma_{xy}[A]$	$f_{sw}[kHz]$
TV-MPC	2.2712	13.1959	2.2078	0.2761	7.8040
DIE-MPC	2.1877	7.7495	1.5838	0.1683	7.4804

Tabla 7.6: Métricas experimentales en el ensayo 3 ($\omega_m = 650rpm$, $f_c = 20kHz$).

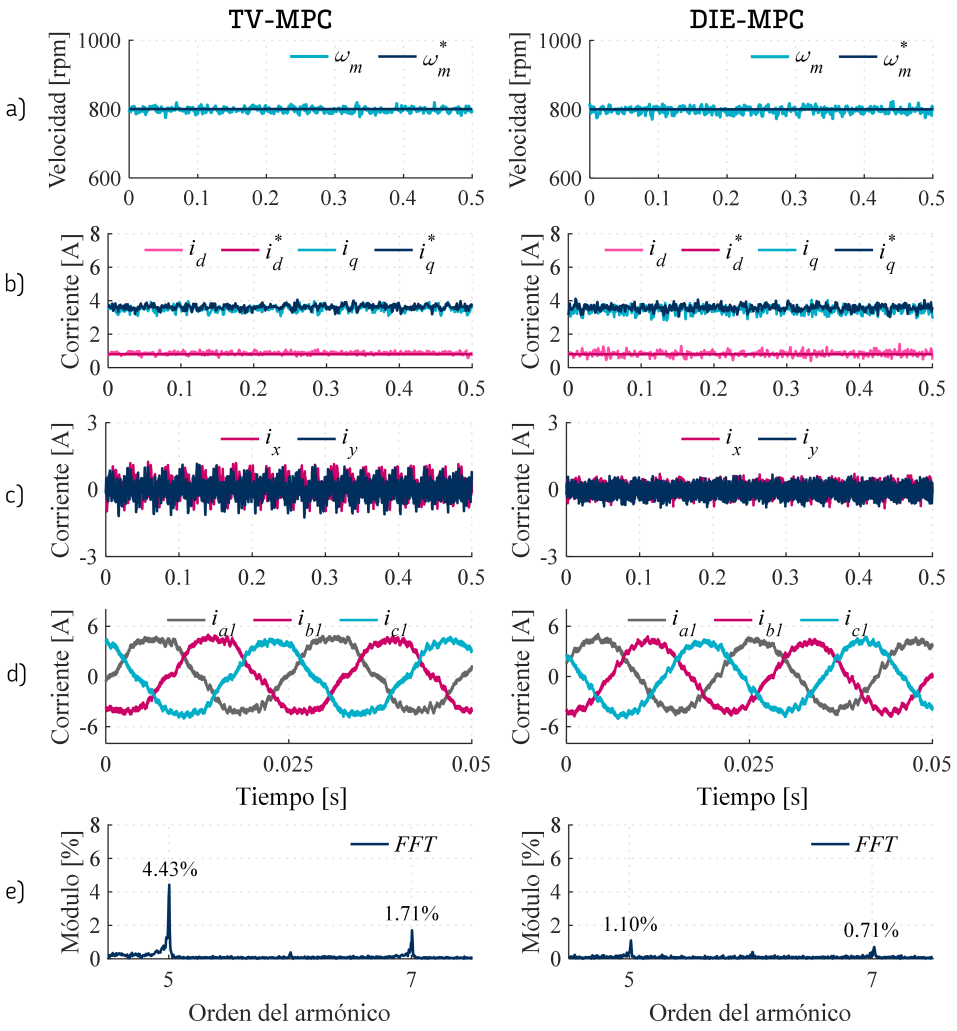


Figura 7.8: Resultados experimentales en el ensayo 4 ($\omega_m = 800rpm$, $f_c = 20kHz$). a) Velocidad. b) Corrientes d-q. c) Corrientes x-y. d) Corrientes de fase. e) FFT (i_{a1}) ampliada. *Fuente: Elaboración propia.*

Método	$i_{abc}^{RMS}[A]$	$THD[\%]$	$i_{xy}^{p2p}[A]$	$\sigma_{xy}[A]$	$f_{sw}[kHz]$
TV-MPC	2.7252	11.9311	2.3224	0.3074	7.6438
DIE-MPC	2.6419	7.5467	1.7831	0.1970	7.4482

Tabla 7.7: Métricas experimentales en el ensayo 4 ($\omega_m = 800rpm$, $f_c = 20kHz$).

- **Ensayo 1 ($f_c = 20kHz, \omega_m = 350rpm$)**

En el punto de operación más bajo, ambos métodos logran un seguimiento adecuado tanto de la velocidad de referencia como de las corrientes d-q. En cuanto al control del subespacio secundario, las magnitudes i_{xy}^{p2p} son similares, aunque el método propuesto presenta un valor inferior. DIE-MPC logra una reducción significativa de σ_{xy}, disminuyéndola en un 22.91%. Esta mejora se refleja en una reducción del THD del 23.70% y también puede apreciarse cualitativamente en la forma de onda de las corrientes de fase. Además, en la FFT se observa una disminución de los armónicos de orden $5°$ y $7°$ en un 60.82% y 54.51%, respectivamente. Estas mejoras en la calidad de la corriente se alcanzan con una frecuencia de conmutación más baja, reducida en un 11.58%.

- **Ensayo 2 ($f_c = 20kHz, \omega_m = 500rpm$)**

Las referencias se siguen adecuadamente en ambos métodos, sin embargo, TV-MPC comienza a mostrar un aumento en la magnitud de las corrientes en el subespacio secundario. Nuevamente, el esquema propuesto obtiene mejores resultados en las métricas i_{xy}^{p2p} y σ_{xy}. En este caso, DIE-MPC logra reducir el valor eficaz de las corrientes de fase en un 6.5%, al mismo que tiempo que disminuye su THD en un 34.48%. En la FFT se aprecia una reducción significativa de los armónicos considerados: 70.14% para el de orden $5°$ y 41.70% para el de orden $7°$. Al igual que en el punto de operación anterior, la frecuencia de conmutación también se ve reducida, concretamente en un 8.11%.

- **Ensayo 3 ($f_c = 20kHz, \omega_m = 650rpm$)**

De nuevo, el método propuesto demuestra un control más eficaz del subespacio secundario, reduciendo considerablemente los valores de i_{xy}^{p2p} y σ_{xy} en comparación con TV-MPC. Esta mejora impacta directamente en las corrientes de fase, logrando una disminución del THD del 41.27%, junto con una reducción en su valor eficaz. Este hecho también se evidencia en la FFT, donde se observa una atenuación de los armónicos considerados. En cuanto a la frecuencia de conmutación, DIE-MPC también logra una disminución, aunque en menor grado que en los puntos de operación más bajos.

- **Ensayo 4 ($f_c = 20kHz, \omega_m = 800rpm$)**

En el punto de operación más alto, ambos métodos logran un seguimiento de adecuado de las referencias. En todas las métricas evaluadas, DIE-MPC supera al método

que no considera el efecto del tiempo muerto: menor valor eficaz de las corrientes de fase; reducción del $36.75\,\%$ de THD; disminución de i_{xy}^{p2p} y σ_{xy} del $23.22\,\%$ y $35.91\,\%$, respectivamente; atenuación de los armónicos $5°$ y $7°$ en un $75.17\,\%$ y $58.48\,\%$, respectivamente; y, por último, una frecuencia de conmutación levemente menor.

Si bien todos los ensayos expuestos se han realizado empleando la frecuencia de control máxima admisible, resulta pertinente examinar el desempeño de ambos esquemas de control para distintos valores de este parámetro. En la Figura 7.9a) se representa la evolución del THD en función de la frecuencia de control y la velocidad de referencia, mientras que en la Figura 7.9b) se muestra la frecuencia de conmutación correspondiente a los mismos puntos de operación.

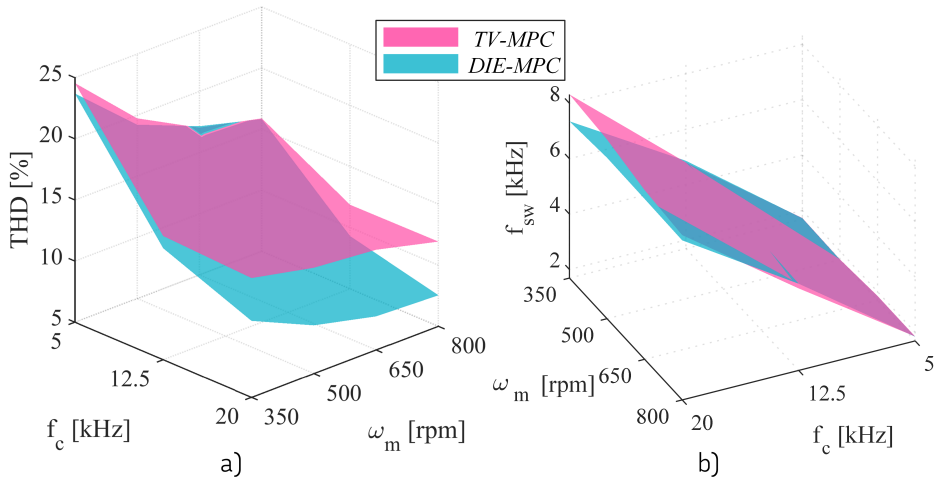


Figura 7.9: Superficies experimentales variando frecuencia de control (f_c) y velocidad (ω_m). a) THD. b) Frecuencia de conmutación (f_{sw}). *Fuente: Elaboración propia.*

Analizando la Figura 7.9a), se observa que DIE-MPC consigue en toda la superficie un valor de THD inferior al obtenido por TV-MPC, lo que refleja un control más eficiente del accionamiento eléctrico. Más allá de este resultado, resulta relevante comparar la tendencia de ambos métodos al incrementar la frecuencia de control. En el caso de TV-MPC, se aprecia una mejora al aumentar f_c de $5kHz$ a $12.5kHz$. No obstante, dicha mejora se estanca al incrementar hasta los $20\ kHz$, manifestando una mayor influencia frente al tiempo muerto. En contraste, DIE-MPC presenta una reducción pro-

gresiva del THD a medida que se incrementa f_c, evidenciando un buen comportamiento frente al tiempo muerto, debido a que conoce su efecto y lo considera explícitamente en la selección de la acción de control óptima.

En lo que respecta a la frecuencia de conmutación (f_{sw}), representada en la Figura 7.9b), ambos métodos presentan valores similares. No obstante, al incrementarse la frecuencia de control, DIE-MPC consigue valores inferiores de esta métrica, siendo más significativa la mejora respecto a TV-MPC a medida que disminuye la velocidad de referencia.

Los resultados experimentales presentados en esta sección han permitido evaluar la mejora del esquema propuesto en un sistema real. En este sentido, DIE-MPC demuestra un mejor desempeño que TV-MPC en todas las métricas consideradas y en todos los puntos de operación, tanto en regímenes de alta como de baja velocidad. Asimismo, se observa la evolución esperada: la técnica de regulación desarrollada mejora su rendimiento a medida que aumenta la frecuencia de control, mientras que el esquema que no contempla el efecto del tiempo muerto experimenta una disminución en su rendimiento.

CAPÍTULO 8

Conclusiones y líneas futuras de investigación

Contenido

8.1. Conclusiones 137

8.2. Líneas futuras de investigación 140

8.1. Conclusiones

A lo largo del presente TFG se han alcanzado los objetivos establecidos en la Sección 1.2. El cumplimiento de estos objetivos ha permitido el diseño de una estrategia de regulación predictiva con acciones multivectoriales, capaz de abordar las limitaciones asociadas al incremento de la frecuencia de control. A continuación, se expone cómo se han abordado dichos objetivos, así como las conclusiones extraídas durante el desarrollo del trabajo:

- Se ha llevado a cabo una revisión del estado del arte en el ámbito de los accionamientos eléctricos, con énfasis en los sistemas multifásicos. Dicha revisión, fundamentada en información procedente de revistas científicas indexadas, ha proporcionado el conocimiento necesario para sentar las bases del presente TFG.

- El análisis de los efectos asociados al incremento de la frecuencia de control ha permitido concluir que el tiempo muerto es el fenómeno que más afecta al rendimiento del accionamiento eléctrico. Este hecho ha convertido al tiempo muerto en un elemento central de este TFG. Dicho fenómeno ha sido abordado desde distintos puntos de vista: un enfoque conceptual, su modelado matemático y su influencia en el MPC.

- Se ha desarrollado un modelo matemático del convertidor que considera el tiempo muerto. Su efecto se ha representado como una acción de control que se aplica en el convertidor de forma involuntaria, resultante de la transición entre estados de conmutación conocidos. Este modelado del tiempo muerto representa un aspecto clave en el presente TFG, ya que ha permitido llevar a cabo un análisis detallado y abordable de su efecto en el accionamiento eléctrico.

- Se ha realizado un estudio sobre la influencia del tiempo muerto en el MPC. Esta influencia se ha analizado tanto en un esquema que aplica un único estado de conmutación por periodo de control como en otro que emplea la combinación de varios estados de conmutación. A partir del análisis realizado, se concluye que, a altas frecuencias de control, el tiempo muerto impacta de forma más significativa a los esquemas de control multivectoriales.

- En esquemas multivectoriales, el tiempo muerto se manifiesta como una desviación de la tensión media obtenida respecto a la ideal esperada. Esta discrepancia introduce un error en las corrientes predichas y, a la postre, conduce a una selección subóptima de la acción de control, degradando el rendimiento del accionamiento. Además, el efecto del tiempo muerto presenta una elevada variabilidad, y su influencia relativa aumenta a medida que se incrementa la frecuencia de control.

- A partir del estudio realizado sobre la influencia del tiempo muerto en esquemas multivectoriales, se ha desarrollado el método de control DIE-MPC (*Dead-time Influence Estimation Model Predictive Control*). Esta técnica de regulación incorpora un conocimiento adicional sobre el efecto del tiempo muerto, lo que le permite seleccionar la acción de control multivectorial óptima, incluso a altas frecuencias de control.

- Se ha desarrollado un simulador del accionamiento eléctrico hexafásico disponible en la bancada experimental. Este simulador incorpora un modelo del convertidor que incluye el efecto del tiempo muerto, aspecto fundamental para la evaluación del desempeño del esquema de control propuesto. El desarrollo del simulador, junto con la implementación de los distintos esquemas de control comparados en este trabajo, ha contribuido a la adquisición de nuevas competencias en el uso de *MATLAB* y *Simulink*.

- Se han implementado dos esquemas de control multivectoriales en un sistema experimental real con el fin de realizar comparaciones entre ambos: el método desarrollado en este TFG y el que no considera el efecto del tiempo muerto (TV-MPC). La implementación de los algoritmos se ha realizado mediante la programación de un DSP en código C, empleando el software *Code Composer Studio*. La obtención de los datos experimentales ha requerido la realización de tareas complementarias, tales como la puesta a punto de la bancada experimental, la calibración de sondas de corriente, el uso del osciloscopio para la medición de corrientes y el análisis riguroso de los resultados, entre otras.

- Mediante el análisis de los resultados obtenidos tanto en simulación como en la bancada experimental, se concluye que el método propuesto cumple con el objetivo de mejorar las prestaciones de los esquemas multivectoriales a altas frecuencias, donde el tiempo muerto presenta una mayor influencia. DIE-MPC obtiene unos índices de calidad superiores a los obtenidos por el método TV-MPC. En términos generales, mejora la calidad de las corrientes sin aumentar la frecuencia de conmutación, logrando reducirla en algunas condiciones. Este comportamiento evidencia que el método propuesto realiza un mejor aprovechamiento de los recursos del accionamiento multifásico, aumentando así la eficiencia del sistema.

- DIE-MPC es el primer esquema de control multivectorial para un accionamiento eléctrico multifásico que considera el efecto del tiempo muerto en la selección de la acción de control óptima. Por este motivo, a partir del trabajo desarrollado en este TFG, se ha elaborado una publicación que ha sido enviada a una revista científica de alto impacto en el sector, *IEEE Transactions on Power Electronics* [157]. El nombre del artículo científico es "*Multi-Vector Model Predictive Control for Multiphase Induction Machines with Dead-Time Knowledge*", haciendo alusión a su principio de funcionamiento.

8.2. Líneas futuras de investigación

A partir del estudio realizado en este TFG surgen varias líneas futuras de investigación:

- Extrapolar el principio de funcionamiento a otras topologías diferentes, tales como máquinas con un número distinto de fases o que se basan en principios de funcionamiento distintos, como las máquinas de imanes permanentes. Por ejemplo, resultaría interesante evaluar el funcionamiento en la máquina nonafásica de imanes permanentes de la bancada instalada en el taller 0.32 TI de la Escuela de Ingenierías Industriales de la Universidad de Málaga. En dicha máquina, aparece un subespacio secundario adicional que habría que considerar en la selección de la acción de control.

- Estudiar el efecto del tiempo muerto en transistores basados en semiconductores de banda prohibida ancha. Por ejemplo, en los SiC-MOSFET que conforman el convertidor de la bancada nonafásica mencionada.

- Extender el método propuesto a un sistema que utilice una configuración OEW, en la que se tiene un mayor número de estados de conmutación disponibles.

- Realizar un estudio que evalúe en qué medida afecta el tiempo muerto a otros esquemas de control que utilizan una combinación distintas de estados de conmutación: un vector largo y un mediano largo (VV-MPC) [17], dos vectores largos adyacentes (LVV-MPC) [134] o cuatro vectores largos adyacentes (QV-MPC) [158],

entre otros. Además, podría extenderse el método DIE-MPC a los esquemas de control mencionados.

- Desarrollar una técnica de regulación que ajuste el tiempo de aplicación de los vectores que conforman la acción multivectorial a partir del conocimiento del efecto del tiempo muerto. De este modo, podría reducirse la desviación entre la tensión media obtenida y la tensión ideal esperada.

- Incorporar modulación radial al método de control propuesto. Este concepto se basa en la aplicación del vector nulo de forma combinada con la acción de control seleccionada como óptima, con el objetivo de mejorar la adaptabilidad del sistema a puntos de operación bajos [159]. Esta no sería una extensión inmediata, pues al considerar el efecto del tiempo muerto, es necesario realizar un estudio del comportamiento de los distintos vectores nulos disponibles en el convertidor electrónico.

Bibliografía

[1] M. Kameni Nematchoua, M. S. Rakotomalala, and S. Reiter, "Carbon neutrality and resilient districts, a common strategy in european union countries in 2050," *Atmosphere*, vol. 16, no. 5, 2025.

[2] L. Vlock and P. Jacobs, "Temperatures Rising: NASA Confirms 2024 Warmest Year on Record," www.nasa.gov, accedido: 2025-05.

[3] Organización Mundial de la Salud, "Cambio climático," www.who.int, accedido: 2025-05.

[4] S. Alcalde, "¿Qué es la COP? Así funciona la Cumbre Mundial del Clima," www.nationalgeographic.com, accedido: 2025-05.

[5] Ministerio para la transición ecológica y el reto demográfico, "Resultados de la COP21," www.miteco.gob.es, accedido: 2025-05.

[6] Ministerio para la transición ecológica y el reto demográfico , "Resultados de la COP28," www.miteco.gob.es, accedido: 2025-05.

[7] A. Briones, L. Lázaro Touza, and E. López Gunn, "¿Cauto pesimismo en torno a la COP29?" www.realinstitutoelcano.org, accedido: 2025-05.

[8] Organización Meteorológica Mundial, "La Organización Meteorológica Mundial confirma que 2024 fue el año más cálido jamás registrado al superar en cerca de 1.55°C los niveles preindustriales," wmo.int, accedido: 2025-05.

[9] D. Rimpas, D. E. Barkas, V. A. Orfanos, and I. Christakis, "Decarbonizing the transportation sector: A review on the role of electric vehicles towards the european green deal for the new emission standards," *Air*, vol. 3, no. 2, 2025.

[10] T. Haas and H. Sander, "Decarbonizing transport in the european union: Emission performance standards and the perspectives for a european green deal," *Sustainability*, vol. 12, no. 20, 2020.

[11] I. Husain, B. Ozpineci, M. S. Islam, E. Gurpinar, G.-J. Su, W. Yu, S. Chowdhury, L. Xue, D. Rahman, and R. Sahu, "Electric drive technology trends, challenges, and opportunities for future electric vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 109, no. 6, pp. 1039–1059, 2021.

[12] M. Azab, "A review of recent trends in high-efficiency induction motor drives," *Vehicles*, vol. 7, no. 1, 2025.

[13] E. Levi, "Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 433–448, 2016.

[14] M. J. Duran, I. Gonzalez-Prieto, A. Gonzalez-Prieto, and J. J. Aciego, "The evolution of model predictive control in multiphase electric drives: A growing field of research," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 16, no. 4, pp. 29–39, 2022.

[15] J. Rodriguez, C. Garcia, A. Mora, F. Flores-Bahamonde, P. Acuna, M. Novak, Y. Zhang, L. Tarisciotti, S. A. Davari, Z. Zhang, F. Wang, M. Norambuena, T. Dragicevic, F. Blaabjerg, T. Geyer, R. Kennel, D. A. Khaburi, M. Abdelrahem, Z. Zhang, N. Mijatovic, and R. P. Aguilera, "Latest advances of model predictive control in electrical drives—part i: Basic concepts and advanced strategies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 4, pp. 3927–3942, 2022.

[16] J. J. Aciego, I. Gonzalez-Prieto, M. J. Duran, A. Gonzalez-Prieto, and J. Carrillo-Rios, "Guiding the selection of multi-vector model predictive control techniques for multiphase drives," *Machines*, vol. 12, no. 2, 2024.

[17] I. Gonzalez-Prieto, M. J. Duran, J. J. Aciego, C. Martin, and F. Barrero, "Model predictive control of six-phase induction motor drives using virtual voltage vectors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 27–37, 2018.

[18] J. Carrillo-Ríos, A. González-Prieto, I. González-Prieto, J. J. Aciego, R. Lara-López, P. Mora-Moreno, and M. J. Durán, "Reevaluating the role of single-vector fcs-mpc

for multiphase electric drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 40, no. 2, pp. 3419–3429, 2025.

[19] Y. Li, Z. Zhang, K. Li, P. Zhang, and F. Gao, "Predictive current control for voltage source inverters considering dead-time effect," *CES Trans. on Electrical Machines and Systems*, vol. 4, no. 1, pp. 35–42, 2020.

[20] A. González Prieto, J. J. Aciego Gallardo, I. González Prieto, and M. J. Durán Martínez, *Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones*. Paraninfo, 2022.

[21] J. Fraile Mora, *Máquinas eléctricas*, 6th ed. Madrid: McGraw-Hill Interamericana de España, 2011.

[22] S. J. Chapman, *Máquinas eléctricas*, 2nd ed. McGraw-Hill Interamericana, 1987.

[23] R. Faure Benito, *Máquinas y accionamientos eléctricos*. Fondo Editorial de Ingeniería Naval. Colegio Oficial de Ingenieros Navales y Oceánicos, 2000.

[24] M. Ehsani, K. V. Singh, H. O. Bansal, and R. T. Mehrjardi, "State of the Art and Trends in Electric and Hybrid Electric Vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 109, no. 6, pp. 967–984, June 2021.

[25] T. A. Huynh and M. F. Hsieh, "Performance analysis of permanent magnet motors for electric vehicles (EV) traction considering driving cycles," *Energies*, vol. 11, 6 2018.

[26] G. Neidhoefer, "Evolution of the synchronous machine," *REVUE ROUMAINE DES SCIENCES TECHNIQUES SERIE ELECTROTECHNIQUE ET ENERGETIQUE*, vol. 37, pp. 334–334, 1992.

[27] S. Morimoto, "Trend of permanent magnet synchronous machines," *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, vol. 2, no. 2, pp. 101–108, 2007.

[28] J. J. Aciego Gallardo, "Mejora de la calidad de las corrientes en accionamientos eléctricos hexafásicos regulados con estrategias de control predictivas basadas en modelo," Ph.D. dissertation, Universidad de Málaga, Málaga, España, 2021.

[29] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, 1st ed. Prentice Hall PTR, 2002.

[30] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Electrónica de Potencia*, 1st ed. McGraw-Hill Interamericana, 2009.

[31] A. Pozo Ruz, *Convertidores Conmutados de Potencia. Test de autoevaluación*, 2nd ed. Marcombo S.A., 2017.

[32] I. González Prieto, "Estudio comparativo de estrategias de control post-falta en accionamientos eléctricos multifásicos," Ph.D. dissertation, Universidad de Sevilla, Sevilla, España, 2015.

[33] E. Olea-Oregi, P. Eguía-López, A. Sanchez-Ruiz, and I. Loureiro-González, "Industrial overview of back-to-back vsc power links in mv distribution networks," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 14, no. 1, pp. 126–141, 2023.

[34] C. Xue, L. Ding, and Y. Li, "Improved model predictive control with reduced dc-link capacitor rms current for back-to-back converter-fed pmsm drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 1, pp. 194–203, 2024.

[35] R. Mali, N. Adam, A. Satpaise, and A. P. Vaidya, "Performance Comparison of Two Level Inverter with Classical Multilevel Inverter Topologies," in *2019 IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*, 2019, pp. 1–7.

[36] K. Chen, S.-m. Ji, and L. Zhang, "Two-level three-phase voltage source inverter fed low-power ac induction motor based on unipolar pulse-width modulation method," *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 3, pp. 435–440, 2016. [Online]. Available: https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-pel.2015.0231

[37] M. Rashid, *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*, 3rd ed. Pearson Educación, 2004.

[38] D. Holmes and T. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, ser. IEEE Press Series on Power and Energy Systems. Wiley, 2003.

[39] C. Natesan, A. Devendiran, S. Chozhavendhan, D. Thaniga, and R. Revathi, "IGBT and MOSFET: A comparative study of power electronics inverter topology in distributed generation," in *2015 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies [ICCPCT-2015]*, 2015, pp. 1–5.

[40] Monolithic Power Systems, "Role of Semiconductors in Motor Control," monolithicpower, 2025, accedido: 2025-03.

[41] I. Mártil de la Plaza, "El protagonista silencioso de la revolución digital," Un poco de ciencia, por favor, 2021, accedido: 2025-03.

[42] H. A. Soomro, M. Haris Bin Md Khir, S. Azrin B M Zulkifli, and M. M. Abualnaeem, "Impact of Switching Frequency on Power Loss in GaN-based Motor Drive for Electric Motorcycle and Comparative Analysis with Si-MOSFET," in *2024 IEEE Symposium on Industrial Electronics & Applications (ISIEA)*, 2024, pp. 1–6.

[43] L. Gear, "Tesla's Innovative Power Electronics: The Silicon Carbide Inverter," IDTechEx Research Article, 2021, accedido: 2025-03.

[44] C. Miklos and M. Kuczmann, "Power Semiconductor Trends in Electric Drive Systems," *Acta Technica Jaurinensis*, vol. 12, pp. 13–25, 02 2019.

[45] Y. Zhong, J. Zhang, S. Wu, L. Jia, X. Yang, Y. Liu, Y. Zhang, and Q. Sun, "A review on the GaN-on-Si power electronic devices," *Fundamental Research*, vol. 2, no. 3, pp. 462–475, 2022.

[46] M. S. Ramkumar, R. Priya, R. F. Rajakumari, P. Valsalan, M. K. Chakravarthi, G. C. P. Latha, S. Mathupriya, and K. Rajan, "Review and Evaluation of Power Devices and Semiconductor Materials Based on Si, SiC, and Ga-N," *Journal of Nanomaterials*, vol. 2022, no. 1, p. 8648284, 2022.

[47] M. Nitzsche, C. Cheshire, M. Fischer, J. Ruthardt, and J. Roth-Stielow, "Comprehensive Comparison of a SiC MOSFET and Si IGBT Based Inverter," in *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2019, pp. 1–7.

[48] G. García, "Tesla eleva al 97% la eficiencia de sus motores eléctricos gracias al inversor de carburo de silicio," HibridosyElectricos, 2021, accedido: 2025-03.

[49] L. Han, L. Liang, Y. Kang, and Y. Qiu, "A review of sic igbt: Models, fabrications, characteristics, and applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 2, pp. 2080–2093, 2021.

[50] Universitat de València, "Transistores de potencia," Universitat de València, accedido: 2025-03.

[51] W. Chen, B. Li, D. Xu, and L. Cai, "A dead-time compensation method for voltage source inverters," in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2019, pp. 1–6.

[52] S.-G. Jeong and M.-H. Park, "The analysis and compensation of dead-time effects in pwm inverters," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 38, no. 2, pp. 108–114, 1991.

[53] Y. Ji, Y. Yang, J. Zhou, H. Ding, X. Guo, and S. Padmanaban, "Control strategies of mitigating dead-time effect on power converters: An overview," *Electronics*, vol. 8, no. 2, 2019.

[54] FLUKE, "¿qué es un diodo?" Centro de recursos de Fluke, accedido: 2025-03.

[55] M. Shirvaikar and T. Bushnaq, "A comparison between dsp and fpga platforms for real-time imaging applications," *Proc SPIE*, 02 2009.

[56] Mouser Electronics, "AMD / Xilinx Spartan-7 SP701 FPGA Evaluation Kit," mouser.es, 2024, accedido: 2025-03.

[57] Texas Instruments, "Kit experimental TMS320F28335," ti.com, accedido: 2025-03.

[58] M. J. Duran, E. Levi, and F. Barrero, *Multiphase Electric Drives: Introduction*. John Wiley and Sons, Ltd, 2017, pp. 1–26.

[59] F. Barrero and M. J. Duran, "Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines—part i," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 449–458, 2016.

[60] E.E. Ward and H. Härer , "Preliminary investigation of an invertor-fed 5-phase induction motor," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 116, pp. 980–984, 1969.

[61] A. González Prieto, "Solución multi-vectorial para controles predictivos en accionamientos eléctricos multifásicos," Ph.D. dissertation, Universidad de Málaga, Málaga, España, 2023.

[62] L. Parsa, H. A. Toliyat, and A. Goodarzi, "Five-phase interior permanent-magnet motors with low torque pulsation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 1, pp. 40–46, 2007.

[63] M. J. Duran and F. Barrero, "Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines—part ii," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 459–468, 2016.

[64] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, 2008.

[65] S. Williamson and S. Smith, "Pulsating torque and losses in multiphase induction machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, pp. 986 – 993, 08 2003.

[66] I. González-Prieto, M. J. Durán, M. Bermúdez, F. Barrero, and C. Martín, "Assessment of virtual-voltage-based model predictive controllers in six-phase drives under open-phase faults," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 3, pp. 2634–2644, 2020.

[67] I. González-Prieto, M. J. Duran, and F. J. Barrero, "Fault-tolerant control of six-phase induction motor drives with variable current injection," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 10, pp. 7894–7903, 2017.

[68] H. Xu, H. Toliyat, and L. Petersen, "Rotor field oriented control of five-phase induction motor with the combined fundamental and third harmonic currents," in *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*, vol. 1, 2001, pp. 392–398 vol.1.

[69] R. Shi, H. Toliyat, and A. El-Antably, "Field oriented control of five-phase synchronous reluctance motor drive with flexible 3/sup rd/ harmonic current injection for

high specific torque," in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, vol. 3, 2001, pp. 2097–2103 vol.3.

[70] M. J. Duran, I. Gonzalez-Prieto, F. Barrero, E. Levi, L. Zarri, and M. Mengoni, "A simple braking method for six-phase induction motor drives with unidirectional power flow in the base-speed region," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 8, pp. 6032–6041, 2017.

[71] M. J. Duran, I. González-Prieto, A. González-Prieto, and F. Barrero, "Multiphase energy conversion systems connected to microgrids with unequal power-sharing capability," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 4, pp. 1386–1395, 2017.

[72] M. Bermudez, I. Gonzalez-Prieto, F. Barrero, H. Guzman, M. J. Duran, and X. Kestelyn, "Open-phase fault-tolerant direct torque control technique for five-phase induction motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 902–911, 2017.

[73] H. Toliyat, L. Xu, and T. Lipo, "A five-phase reluctance motor with high specific torque," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 3, pp. 659–667, 1992.

[74] H. S. Che, M. J. Duran, E. Levi, M. Jones, W.-P. Hew, and N. A. Rahim, "Postfault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5406–5416, 2014.

[75] H. Wang, X. Wu, X. Zheng, and X. Yuan, "Model predictive current control of nine-phase open-end winding pmsms with an online virtual vector synthesis strategy," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 3, pp. 2199–2208, 2023.

[76] REPSOL Global, "Energía eólica: cómo funciona y cuáles son sus características," wmo.repsol.com, accedido: 2025-05.

[77] M. A. Frikha, J. Croonen, K. Deepak, Y. Benômar, M. El Baghdadi, and O. Hegazy, "Multiphase motors and drive systems for electric vehicle powertrains: State of the art analysis and future trends," *Energies*, vol. 16, no. 2, 2023.

[78] Audi MediaCenter, "Technical Data: Audi RS Q e-tron," www.audi-mediacenter.com, accedido: 2025-05.

[79] Audi MediaServices, "Audi presenta el e-tron FE07 para el Campeonato del Mundo de Fórmula E," prensa.audi.es, accedido: 2025-05.

[80] DANA TM4, "TMU SUMO Family Motor/Inverter Systems," www.dana.com, accedido: 2025-05.

[81] Australasian Bus & Coach, "Bus Stop unveils new high floor electric coach model," www.busnews.com, accedido: 2025-05.

[82] MOTORTREND, "How the BMW iX M60 Soups Up Its Most Powerful eDrive Powertrain," www.motortrend.com, accedido: 2025-05.

[83] Electrive, "Enorme pedido de camiones Lion Electric a Amazon," www.electrive.com, accedido: 2025-05.

[84] MOTORTREND, "BMW's Fifth-Generation Electric Motor," www.motortrend.com, accedido: 2025-05.

[85] T. McCoy, "Electric ships past, present, and future [technology leaders]," *Electrification Magazine, IEEE*, vol. 3, pp. 4–11, 06 2015.

[86] Z. Liu, Z. Zheng, and Y. Li, "Enhancing fault-tolerant ability of a nine-phase induction motor drive system using fuzzy logic current controllers," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 2, pp. 759–769, 2017.

[87] Seaforces, "Queen Elizabeth class Aircraft Carrier," www.seaforces.org, accedido: 2025-05.

[88] riviera, "First fully electric US Navy destroyer delivered," www.rivieramm.com, accedido: 2025-05.

[89] Red Eléctrica, "Potencia instalada (MW) | Sistema eléctrico: nacional," www.ree.es, accedido: 2025-05.

[90] X. Peng, Z. Liu, and D. Jiang, "A review of multiphase energy conversion in wind power generation," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 147, p. 111172, 2021.

[91] Z. Yue and W. Feng-xiang, "Performance study of multi-phase permanent magnet generator in wind generation," in *2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering*, 2011, pp. 3426–3429.

[92] B. Andresen and J. Birk, "A high power density converter system for the gamesa g10x 4, 5 mw wind turbine," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. IEEE, 2007, pp. 1–8.

[93] Gamesa, "Gamesa G10X-4.5 MW Innovating for reliability," G10X-4.5MW-WindTurbine, accedido: 2025-05.

[94] Grupo de Investigación en Sistemas Inteligentes. Facultad de Estudios Superiores Cuautitlán. Universidad Nacional Autónoma de México., "Dinámica de sistemas físicos," masam.cautitlan, accedido: 2025-04.

[95] Y. Zhao and T. Lipo, "Space vector pwm control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, 1995.

[96] G. Gonzalez, "Edith clarke: La mujer detrás del sistema de potencia," *Prisma Tecnológico*, vol. 6, pp. 44–45, 01 2015.

[97] J. Fraile Mora and J. Fraile Ardanuy, *Accionamientos eléctricos*. Ibergarceta publicaciones, 2016.

[98] D. White and H. Woodson, *Electromechanical Energy Conversion*, ser. M.I.T. core curriculum program in electrical engineering. Wiley, 1959.

[99] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, no. 3, pp. 716–727, 1929.

[100] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, and S. Kouro, *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*. John Wiley & Sons, Ltd, 07 2011.

[101] A. Simion, L. Livadaru, and A. Munteanu, "Mathematical model of the three-phase induction machine for the study of steady-state and transient duty under balanced and unbalanced states," in *Induction Motors*, P. R. E. Araújo, Ed. Rijeka: IntechOpen, 2012, ch. 1.

[102] W. Li and K. Ma, "Freewheeling Diode - an overview | ScienceDirect Topics," sciencedirect.com, accedido: 2025-04.

[103] MSMK - The University of Science & Technology, "¿Qué es un bit?" msmk.university, accedido: 2025-04.

[104] A. Imura, T. Takahashi, M. Fujitsuna, T. Zanma, and S. Doki, "Dead-time compensation in model predictive instantaneous-current control," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Ind. Electron. Society*, 2012, pp. 5037–5042.

[105] I. Zoric, M. Jones, and E. Levi, "Vector space decomposition algorithm for asymmetrical multiphase machines," in *2017 International Symposium on Power Electronics (Ee)*, 2017, pp. 1–6.

[106] A. González-Prieto, I. González-Prieto, A. G. Yepes, M. J. Duran, and J. Doval-Gandoy, "On the advantages of symmetrical over asymmetrical multiphase ac drives with even phase number using direct controllers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 8, pp. 7639–7650, 2022.

[107] J. Carrillo-Ríos, I. González-Prieto, A. González-Prieto, M. J. Durán, and J. J. Aciego, "Long-prediction horizon fcs-mpc for multiphase electric drives with a selective control action promotion," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 9, pp. 9982–9993, 2024.

[108] H. S. Che, E. Levi, M. Jones, W.-P. Hew, and N. A. Rahim, "Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 407–417, 2014.

[109] J. Figueroa, J. Cros, and P. Viarouge, "Generalized transformations for polyphase phase-modulation motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 2, pp. 332–341, 2006.

[110] P. Mora Moreno, "Control directo sin modelo para máquinas eléctricas nonafásicas," Trabajo Fin de Máster, Universidad de Málaga, Málaga, España, 2024.

[111] I. G. Prieto, M. J. Duran, P. Garcia-Entrambasaguas, and M. Bermudez, "Field-oriented control of multiphase drives with passive fault tolerance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 9, pp. 7228–7238, 2020.

[112] J. Carrillo, M. J. Duran, I. González-Prieto, J. J. Aciego, and A. González-Prieto, "Model predictive control for multiphase electric drives with reduced-error slope term," in *2024 IEEE 21st International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, 2024, pp. 1–6.

[113] J. Serra, I. Jlassi, and A. J. M. Cardoso, "A computationally efficient model predictive control of six-phase induction machines based on deadbeat control," *Machines*, vol. 9, no. 12, 2021.

[114] I. González-Prieto, M. J. Duran, A. Gonzalez-Prieto, and J. J. Aciego, "A simple multistep solution for model predictive control in multiphase electric drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 2, pp. 1158–1169, 2024.

[115] P. Karamanakos, E. Liegmann, T. Geyer, and R. Kennel, "Model predictive control of power electronic systems: Methods, results, and challenges," *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 1, pp. 95–114, 2020.

[116] M. Hasoun, A. El afia, and M. Khafallah, "Field oriented control of dual three-phase pmsm based vector space decomposition for electric ship propulsion," in *2019 International Conference of Computer Science and Renewable Energies (ICCSRE)*, 2019, pp. 1–6.

[117] M. A. Wani and S. Hussain, "Comprehensive review of various control strategies implemented for a 5 phase induction motor drive," in *2024 IEEE 4th International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation (SEFET)*, 2024, pp. 1–6.

[118] M. Duran, J. Duran, F. Perez, and J. Fernandez, "Induction-motor sensorless vector control with online parameter estimation and overcurrent protection," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 1, pp. 154–161, 2006.

[119] R. Lyra and T. Lipo, "Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection," in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, vol. 3, 2001, pp. 1779–1786 vol.3.

[120] G. Singh, D. Singh, K. Nam, and S. Lim, "A simple indirect field-oriented control scheme for multiconverter-fed induction motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, pp. 1653–1659, 2005.

[121] B. Singh, P. Jain, A. Mittal, and J. Gupta, "Neural network based dtc im drive for electric vehicle propulsion system," in *2006 IEEE Conference on Electric and Hybrid Vehicles*, 2006, pp. 1–6.

[122] I. Hammoud, S. Hentzelt, T. Oehlschlaegel, and R. Kennel, "Long-horizon direct model predictive control based on neural networks for electrical drives," in *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2020, pp. 3057–3064.

[123] R. Karampuri, J. Prieto, F. Barrero, and S. Jain, "Extension of the dtc technique to multiphase induction motor drives using any odd number of phases," in *2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2014, pp. 1–6.

[124] M. Bermúdez, I. González-Prieto, F. Barrero, M. Durán, and X. Kestelyn, "Open-phase fault operation of 5-phase induction motor drives using dtc techniques," in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2015, pp. 000 595–000 600.

[125] R. Kianinezhad, B. Nahid, F. Betin, and G. A. Capolino, "A novel direct torque control (dtc) method for dual three phase induction motors," in *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2006, pp. 939–943.

[126] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control: Mpc's role in the evolution of power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, 2015.

[127] T. Geyer, "Model predictive direct current control: Formulation of the stator current bounds and the concept of the switching horizon," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 18, no. 2, pp. 47–59, 2012.

[128] F. Barrero, M. R. Arahal, R. Gregor, S. Toral, and M. J. Duran, "A proof of concept study of predictive current control for vsi-driven asymmetrical dual three-phase ac machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1937–1954, 2009.

[129] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, 2009.

[130] C. Martín, M. Bermúdez, F. Barrero, M. R. Arahal, X. Kestelyn, and M. J. Durán, "Sensitivity of predictive controllers to parameter variation in five-phase induction motor drives," *Control Engineering Practice*, vol. 68, pp. 23–31, 2017.

[131] A. A. Ahmed, B. K. Koh, and Y. I. Lee, "A comparison of finite control set and continuous control set model predictive control schemes for speed control of induction motors," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 14, no. 4, pp. 1334–1346, 2018.

[132] J. Hu, J. Zhu, G. Platt, and D. G. Dorrell, "Model-predictive direct power control of ac/dc converters with one step delay compensation," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 4892–4897.

[133] J. Carrillo-Ríos, I. González-Prieto, A. González-Prieto, M. J. Durán, and J. J. Aciego, "Model predictive control for six-phase induction machines with insight into past current errors," *Applied Sciences*, vol. 14, no. 24, 2024.

[134] M. J. Durán, I. Gonzalez-Prieto, and A. Gonzalez-Prieto, "Large virtual voltage vectors for direct controllers in six-phase electric drives," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 125, p. 106425, 2021.

[135] A. González-Prieto, I. González-Prieto, M. J. Duran, J. J. Aciego, and P. Salas-Biedma, "Current harmonic mitigation using a multi-vector solution for mpc in six-phase electric drives," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 117 761–117 771, 2021.

[136] P. F. C. Gonçalves, S. M. A. Cruz, and A. M. S. Mendes, "Multistage predictive current control based on virtual vectors for the reduction of current harmonics in six-phase pmsms," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 36, no. 2, pp. 1368–1377, 2021.

[137] J. Sun, Y. Yang, R. Chen, X. Zhang, C. S. Lim, and J. Rodriguez, "An efficient multi-vector-based model predictive current control for pmsm drive," *CPSS Trans. on Power Electron. and Applications*, vol. 9, no. 1, pp. 79–89, 2024.

[138] H. Wang, X. Zheng, X. Yuan, and X. Wu, "Low-complexity model-predictive control for a nine-phase open-end winding pmsm with dead-time compensation," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 37, no. 8, pp. 8895–8908, 2022.

[139] Z. Zhang and H. Wang, "Comparison of dead-time compensation based on model predictive current control schemes for nine-phase open-end winding motors," in *2024 IEEE 7th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, 2024, pp. 4462–4469.

[140] Wikipedia, "MathWorks," https://es.wikipedia.org/wiki/MathWorks, accedido: 2025-04.

[141] MathWorks, "MATLAB," https://es.mathworks.com/products/matlab.html, accedido: 2025-04.

[142] MathWorks , "Simulink," https://es.mathworks.com/products/simulink.html, accedido: 2025-04.

[143] S. Burrell, "Comprensión del RMS: una guía práctica para principiantes," Wray castle, accedido: 2025-05.

[144] MathWorks, "rms: Valor de la media cuadratica," https://es.mathworks.com/help/matlab/ref/rms.html, accedido: 2025-05.

[145] Matematix, "Desviación Típica: Concepto, Fórmula y Cómo Calcularla," https://matematix.org/formula-desviacion-tipica/, accedido: 2025-05.

[146] A. González-Prieto, I. González-Prieto, and M. J. Duran, "Smart voltage vectors for model predictive control of six-phase electric drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 10, pp. 9024–9035, 2021.

[147] E. Cheever, "Introduction to the Fourier Transform," lpsa.swarthmore.edu, accedido: 2025-05.

[148] NTI-AUDIO, "Transformación rápida de Fourier FFT - Conceptos básicos," nti-audio.com, accedido: 2025-05.

[149] F. Fornieles, "¿Qué es el THD?" https://fornieles.es/que-es-el-thd/, accedido: 2025-05.

[150] YOKOGAWA, "DL850/DL850V ScopeCorder," https://tmi.yokogawa.com, accedido: 2025-05.

[151] BK PRECISION, "Model CP62," https://www.bkprecision.com, accedido: 2025-05.

[152] DATASHEETS, "SKS 22F B6U+E1CIF+B6CI 13 V12," https://www.datasheets.com/, accedido: 2025-05.

[153] Texas Instruments, "CCSTUDIO," https://www.ti.com/tool/CCSTUDIO, accedido: 2025-05.

[154] OpenWebinars, "Qué es C: Todo lo que debes saber," https://openwebinars.net/blog/que-es-c/, accedido: 2025-05.

[155] LEM, "Current Transducer LAH 25-NP," https://www.lem.com, accedido: 2025-05.

[156] PLATINUM, "BEI GHM510296R," https://platinum-international.store, accedido: 2025-05.

[157] IEEE Xplore, "IEEE Transactions on Power Electronics," https://ieeexplore.ieee.org/xpl/RecentIssue.jsp?punumber=63, accedido: 2025-05.

[158] A. Gonzalez-Prieto, C. Martin, I. González-Prieto, M. J. Duran, J. Carrillo-Ríos, and J. J. Aciego, "Hybrid multivector fcs–mpc for six-phase electric drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 8, pp. 8988–8999, 2022.

[159] A. Gonzalez-Prieto, I. Gonzalez-Prieto, M. J. Duran, J. Carrillo-Rios, J. J. Aciego, and P. Salas-Biedma, "Proportional usage of low-level actions in model predictive control for six-phase electric drives," *Energies*, vol. 14, no. 14, 2021.

[160] GRUPO DE INVESTIGACIÓN EN SISTEMAS INTELIGENTES, "Mapas de Karnaugh," https://virtual.cuautitlan.unam.mx/intar/sistdig/mapas-de-karnaugh/, accedido: 2025-05.

Apéndice A

En este apéndice se desarrolla la función *DeadVectorIndex( )*, la cual se utiliza para determinar el estado de conmutación correspondiente al tiempo muerto durante las transiciones. Para la obtención de esta expresión lógica, el procedimiento se realizará inicialmente para una sola rama del convertidor y, posteriormente, se extenderá al número de ramas deseado.

El estado de conmutación de una fase se representa con una variable binaria, denominada S, que puede adquirir los siguientes valores:

- 0 : el semiconductor superior de la rama se encuentra abierto y el inferior cerrado.
- 1 : el semiconductor superior de la rama se encuentra cerrado y el inferior abierto.

Durante el tiempo muerto, para evitar cortocircuitos, ambos semiconductores de la rama permanecen abiertos. Sin embargo, cuando ambos semiconductores están abiertos, la corriente de la fase circula por uno de los diodos que tienen los transistores en antiparalelo. Este hecho genera que la tensión de la fase adquiera un valor conocido, que puede ser modelado igualmente con una variable binaria. Dicha variable se denomina S_{dt}, y se calcula a partir de los siguientes datos:

- S_1 : estado de conmutación de la fase en el instante previo al cambio.
- S_2 : estado de conmutación de la fase que se quiere aplicar.
- I : variable binaria que define la polaridad de la corriente en el instante previo a la conmutación. Se utiliza 0 cuando la corriente es positiva (entrante a la máquina) y 1 cuando es negativa (entrante al convertidor electrónico).

El procedimiento para determinar S_{dt} se describe en la Figura 1.

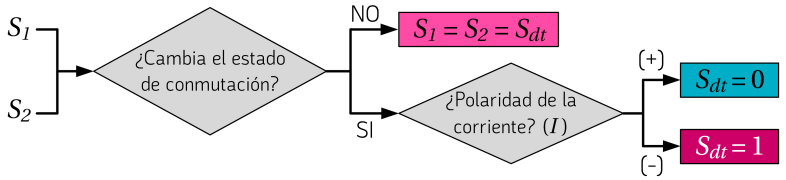


Figura 1: Diagrama de flujo para determinar S_{dt}. *Fuente: Elaboración propia.*

Aunque el procedimiento descrito en la Figura 1 permite obtener S_{dt} de manera sencilla, no resulta directamente implementable en el control. Por lo tanto, es necesario desarrollar una expresión lógica que permita llevar a cabo dicha operación. Con tal fin, se puede representar la lógica descrita en un mapa de Karnaugh [160], mostrado en la Figura 2.

S_{dt}		$S_1 S_2$			
		00	01	11	10
I	0	0	0	1	0
	1	0	1	1	1

Figura 2: Mapa de Karnaugh de la función *DeadVectorIndex*. *Fuente: Elaboración propia.*

A partir del mapa de Karnaugh, se puede obtener la expresión lógica que determina S_{dt}, mediante la suma de los grupos de mintérminos[1] que aparecen señalados:

$$S_{dt} = S_1 \cdot S_2 + S_1 \cdot I + S_2 \cdot I \tag{9.1}$$

La expresión (9.1) debe aplicarse a cada una de las fases por separado. Sin embargo, en este TFG se aprovecha que tanto *MATLAB* como el lenguaje *C* permiten realizar operaciones lógicas bit a bit simultáneamente. Por lo tanto, se definen tres vectores con 6 bits cada uno, en el que cada bit identifica a una fase:

- $\mathbf{S_1}$: estado de conmutación previo aplicado en el convertidor electrónico.
- $\mathbf{S_2}$: estado de conmutación a aplicar en el convertidor electrónico.

[1] Los mintérminos son aquellas combinaciones de las variables de entrada para las que la función lógica adquiere el valor 1.

- $\mathbf{I}$: polaridad de las corrientes de fase.

Aplicando la expresión (9.1) a los tres vectores definidos, se obtendrá el vector $\mathbf{S}_{dt}$, el cual representa el estado de conmutación que modela el efecto del tiempo muerto.