



Universidad de Málaga

Escuela de Ingenierías Industriales

Departamento de Ingeniería Eléctrica

Trabajo Fin de Máster

Caracterización de esquemas de control avanzados aplicados a vehículos eléctricos de competición

Máster en Ingeniería Mecatrónica

Autor: Raúl Sánchez González

Tutor: Mario Javier Durán Martínez
Cotutor: Pablo Mora Moreno

3 de septiembre de 2025

Resumen

Caracterización de esquemas de control avanzados aplicados a vehículos eléctricos de competición

Autor: Raúl Sánchez González

Tutor: Mario Javier Durán Martínez

Cotutor: Pablo Mora Moreno

Departamento: Departamento de Ingeniería Eléctrica

Titulación: Máster en Ingeniería Mecatrónica

Palabras clave Vehículos eléctricos, torque vectoring, máquinas eléctricas multifásicas, field oriented control, model predictive control, maximum torque per ampere, field weakening.

El cambio climático, impulsado principalmente por la emisión de gases de efecto invernadero, constituye un problema global que exige un cambio de paradigma en materia de producción de energía y en los sistemas de tracción empleados en los medios de transporte. En este contexto, la Unión Europea ha adoptado medidas estratégicas, como el Pacto Verde Europeo y los compromisos adquiridos en las Conferencias de las Partes (COP), con el objetivo de neutralizar la situación climática en las próximas décadas.

Todo esto ha impulsado la transición energética desarrollando nuevas tecnologías emergentes de baterías, semiconductores y máquinas eléctricas. En este sentido, las baterías siguen siendo el principal desafío por su limitada densidad de potencia. No obstante, en cuanto a los avances en procesadores de señales digitales que permiten desarrollar algoritmos de control más avanzados, los convertidores de potencia con tecnología de semiconductores a la vanguardia y máquinas eléctricas ultraeficientes, se han logrado grandes avances en términos de eficiencia del sistema de tracción eléctrica. El control de campo orientado (FOC) se ha consolidado como una estrategia ampliamente adoptada por su excelente respuesta, aunque también han surgido esquemas de control avanzados como el control directo de par (DTC) con una gran respuesta dinámica y el control predictivo basado en modelo (MPC).

En este contexto, el interés por las máquinas multifásicas ha crecido enormemente estos últimos años empezando a aparecer vehículos comerciales con esta tecnología. Esto se debe a sus ventajas

sobre la máquina trifásica, las cuales son principalmente una mayor densidad de potencia, menor distorsión armónica y tolerancia a fallos. Sin embargo, el mayor número de fases presenta nuevos retos en el control siendo más complejo, al aumentar el número de grados de libertad. Esto ha impulsado la adaptación de técnicas de control avanzadas como el FOC, el DTC y el MPC, resultando este último especialmente adecuado para explotar el potencial de las máquinas multifásicas gracias a su capacidad de manejar problemas multiobjetivo incorporando restricciones adicionales.

La compactación de los sistemas de tracción eléctrica también ha favorecido la adopción de arquitecturas con más de un motor en ejes independientes, lo que abre la posibilidad a técnicas de control de par por rueda como el *torque vectoring*, capaces de mejorar tanto la dinámica como la eficiencia del vehículo.

En este trabajo se desarrolla un modelo completo de un vehículo eléctrico de competición con una disposición de cuatro motores en rueda, que integra la dinámica vehicular y el tren de tracción. Este modelo permite evaluar sistemas de control avanzados de par activo, incluyendo *torque vectoring* y control de tracción independiente. Adicionalmente, se implementan diferentes esquemas de control avanzados de una máquina eléctrica multifásica para caracterizar su desempeño e impacto en el vehículo, incorporando además la generación óptima de corrientes de referencia mediante la estrategia MTPA con región de *field weakening*. Finalmente, se validan y comparan los resultados obtenidos en simulación con ensayos experimentales sobre un banco de pruebas, evaluando el desempeño y la robustez de las distintas técnicas de control.

Abstract

Charaterization of advanced control strategies applied to race electric vehicles

Author: Raúl Sánchez González

Supervisor: Mario Javier Durán Martínez

Cosupervisor: Pablo Mora Moreno

Departamemt: Departamento de Ingeniería Eléctrica

Degree: Máster en Ingeniería Mecatrónica

Keywords: Vehículos eléctricos, torque vectoring, máquinas eléctricas multifásicas, field oriented control, model predictive control, maximum torque per ampere, field weakening.

Climate change, driven primarily by greenhouse gases emission, is a global problem that demands a paradigm shift in energy production and traction systems used in transportation. At this juncture, the European Union has adopted strategic measures – such as the European Green Deal and the commitments undertaken at the Conferences of the Parties (COP) – with the aim of achieving climate neutrality in the decades ahead.

As a result, the energy transition has accelerated, with new technologies emerging in batteries, semiconductors, and electric machines. In this regard, batteries remain the main challenge due to their limited power density. Nevertheless, thanks to advances in digital signal processors enabling more sophisticated control algorithms, state-of-the-art semiconductor power converters, and ultra-efficient electric machines, have led to major improvements in the efficiency of electric traction systems. Field-oriented control (FOC) has become a widely adopted strategy due to its excellent response, while advanced control schemes such as direct torque control (DTC), with its strong dynamic performance, and model predictive control (MPC) have also emerged.

In this context, interest in multiphase machines has experienced substantial growth in recent years, and commercial vehicles featuring this technology have begun to appear. This is due to their advantages over three-phase machines, including higher power density, lower harmonic distortion, and fault tolerance. However, the greater number of phases introduces new control challenges, increasing complexity as the number of degrees of freedom rises. This has driven the adaptation of advanced

control techniques such as FOC, DTC, and MPC, the latter proving particularly well suited to unlocking the potential of multiphase machines thanks to its ability to handle multi-objective problems while incorporating additional constraints.

The push to make electric drivetrains more compact has also favored architectures with more than one motor on independent axles, opening the door to per-wheel torque control techniques such as torque vectoring, capable of improving both vehicle dynamics and efficiency.

In this work, a complete model of an electric vehicle with a four in-wheel motor layout is developed, integrating vehicle dynamics and the e-powertrain. This model enables the evaluation of advanced active torque control systems, including torque vectoring and independent traction control. In addition, different advanced control schemes for a multiphase electric machine are implemented to characterize their performance and impact on the vehicle, further incorporating the optimal generation of current references via the maximum torque per ampere (MTPA) strategy with a field weakening region. Finally, simulation results are validated and compared with experimental tests on a test bench, assessing the performance and robustness of the different control techniques.

Agradecimientos

En primer lugar, quiero expresar mi más sincero agradecimiento a mi familia. Su apoyo incondicional y constante ha sido fundamental para la realización de este Trabajo Fin de Máster. Su confianza en mí han sido un pilar en cada etapa de este proceso, motivándome a seguir adelante y a dar lo mejor de mí. Asimismo, agradezco a mis amigos, cuya confianza y compañía me han ofrecido valiosos momentos de desconexión y respiro.

Agradezco profundamente al grupo del laboratorio que me acogió y me brindó la oportunidad de realizar este trabajo con ellos. Su disposición para ayudar y compartir su conocimiento ha sido invaluable en mi aprendizaje y desarrollo de nuevas competencias. En particular, me gustaría destacar el apoyo de mis tutores, Mario Durán y Pablo Mora. De ellos he aprendido no solo conocimientos técnicos, sino también la pasión y la dedicación por el trabajo bien hecho y la investigación. Su orientación y paciencia han sido cruciales para el éxito de este proyecto.

Asimismo, quiero agradecer a Ignacio, Juanjo, Juan, Ángel, Rafa y Manu. Su colaboración y disposición para ayudar en todo momento han sido de gran valor. Del mismo modo, el compañerismo y el buen ambiente que se respira en el laboratorio hacen que el aprendizaje sea continuo en un entorno donde no faltan las risas.

A todos vosotros, gracias por hacer posible este trabajo con vuestro apoyo, conocimientos y amistad.

Raúl Sánchez

Índice

Página

Índice de Figuras xv

Índice de Tablas xix

1 Introducción 1

1.1. Antecedente . . . 1

1.2. Objetivos y contribución . . . 4

2 Vehículos eléctricos 7

2.1. Contexto histórico . . . 8

2.2. Tipos de Vehículos eléctricos . . . 10

2.2.1. Vehículos eléctricos a batería . . . 11

2.2.2. Vehículos híbridos con MCIA . . . 12

2.2.3. Vehículos híbridos con hidrógeno . . . 13

2.2.4. Vehículos híbridos con celdas de flujo . . . 14

2.3. Sistema de propulsión eléctrica . . . 16

2.3.1. Máquina eléctrica . . . 17

2.3.2. Convertidor electrónico de potencia . . . 25

2.3.3. Unidad de control . . . 30

2.3.4. Baterías . . . 31

3 Modelado del vehículo 35

3.1. Dinámica vehicular . . . 36

3.1.1. Fuerzas de tracción . . . 37

3.1.2. Fuerzas de resistencia . . . 39

3.1.3. Ecuación dinámica . . . 41

3.1.4. Transferencia de carga . . . 42

3.1.5. Dinámica en curva . . . 44
3.1.6. Contacto con el terreno . . . 46
3.2. Tren de transmisión . . . 47
3.3. Reparto de par en rueda . . . 49
3.3.1. Diferencial convencional . . . 49
3.3.2. *Torque vectoring* . . . 50

4 Sistema de propulsión eléctrica nonafásico 57
4.1. Fundamentos teóricos . . . 59
4.1.1. Sistemas de referencias y transformadas matemáticas . . . 59
4.1.2. Modelo del convertidor . . . 63
4.1.3. Modelado de la máquina . . . 65
4.1.4. Técnicas de modulación . . . 69
4.1.5. Análisis vectorial de las acciones de control . . . 73
4.1.6. Corrientes de referencia y regímenes de operación . . . 76
4.2. Esquemas de control avanzados . . . 80
4.2.1. Control de campo orientado (FOC) . . . 81
4.2.2. Control directo de par (DTC) . . . 84
4.2.3. Control predictivo basado en modelo (MPC) . . . 87
4.2.4. Método propuesto MPC con modulación radial (**MPC-ta**) . . . 91

5 Implementación del modelo y control 93
5.1. Modelado del vehículo en MATLAB/Simulink . . . 94
5.1.1. Modelado de la dinámica del vehículo . . . 97
5.1.2. Modelado del tren de tracción . . . 99
5.1.3. Modelado de la interacción neumático/calzada . . . 100
5.1.4. Modelado del E-Powertrain . . . 101
5.2. Controles avanzados implementados en el simulador . . . 107
5.2.1. Control del reparto de par en rueda . . . 107
5.2.2. Control de la máquina nonafásica . . . 112
5.3. Implementación en la bancada . . . 123
5.3.1. Librerías del proyecto . . . 125
5.3.2. Librería "lablib" . . . 125
5.3.3. Librería "data_type" . . . 128
5.3.4. Perfil dinámico de par/velocidad . . . 130
5.3.5. Programa principal de los esquemas de control . . . 133

6 Experimentos y Resultados **145**
6.1. Simulador . . . 146
6.1.1. Ensayos del control del sistema de propulsión eléctrica . . . 146
6.1.2. Ensayos del control vehicular . . . 156
6.1.3. Ensayos basados en datos reales . . . 161
6.2. Sistema experimental . . . 166
6.2.1. Descripción de la bancada . . . 166
6.2.2. Resultados experimentales . . . 167
6.3. Discusión de los resultados . . . 172

7 Conclusiones y líneas futuras **175**
7.1. Conclusiones . . . 175
7.2. Lineas futuras . . . 176

Bibliografía **179**

Apéndice I: Software implementado en la bancada nonafásica **191**

Apéndice II: Generación de librería de perfil de velocidad en C con MATLAB **241**

Índice de Figuras

Figura **Página**

1.1. Tendencias globales asociadas al cambio climático. Fuente: NASA. 2

2.1. Evolución de los vehículos eléctricos. 9
2.2. Vehículos eléctricos con máquinas eléctricas multifásicas. 10
2.3. Vehículo hibrido con hidrógeno, Toyota Sora bus. 14
2.4. FlowCell, Fuente: nanoFlowcell + Bi-ION. 15
2.5. Vehículos con celdas de flujo de nanoFlowcell. Fuente: nanoFlowcell. 15
2.6. Máquinas síncronas más populares: (a) imanes en superficie, (b) imanes insertados, (c) imanes interiores tangencial, (d) imanes interiores radial, (e) imanes de polos salientes, (f) rotor de polos salientes bobinado, (g) rotor bobinado, (h) reluctancia variable, (i) y (j) reluctancia variable asistida con imanes [1]. 22
2.7. Motor de flujo axial YASA. 23
2.8. Motor hexafásico de flujo axial y radial de Koenigsegg, Dark Matter. 24
2.9. Inversores de tracción eléctrica con tecnología SiC. 27
2.10. Esquema de inversores de 2 y 3 niveles. Fuente: Elaboración propia. 29
2.11. Sistemas integrados con inversores de tracción eléctrica. 29
2.12. Baterías de alta tensión de ion-lítio. Fuente: carwow. 32
2.13. Densidad energética de los tipos de tecnologías de celdas de baterías. Fuente: Elaboración propia. 32

3.1. Fuerza de tracción en una rueda [2]. 38
3.2. Curva característica del motor eléctrico EMRAX 188HV LC. Fuente: EMRAX. 38
3.3. Distribución de presión que opone la fuerza de rodadura [2]. 39
3.4. Transferencia de carga en el vehículo. Fuente: Elaboración propia. 43
3.5. Modelo de vehículo de dos ruedas [2]. 44
3.6. Curva de adhesión de Pacejka [2] 46

3.7. Esquema del tren de tracción de una rueda. Fuente: Elaboración propia. 48
3.8. *Torque Vectoring*. Fuente: Porsche. 51
3.9. Esquema de control *Torque Vectoring* con parte proporcional-integral. Fuente: Elaboración propia. 53
3.10. Esquema de control predictivo basado en modelo (MPC) de *torque vectoring*. Fuente: Elaboración propia. 54
3.11. Esquema de control de *torque vectoring* con controlador borroso. Fuente: Elaboración propia. 55

4.1. Accionamiento eléctrico de un vehículo eléctrico. Fuente: Elaboración propia. 58
4.2. Transformada de Clarke para un sistema trifásico equilibrado [3]. 60
4.3. Transformada de Park de un sistema trifásico equilibrado [3]. 62
4.4. Topología de conexionado del convertidor de nueve fases. Fuente: Elaboración propia. . . 64
4.5. Esquema de modulación por ancho de pulso en un convertidor trifásico de 2 niveles mediante señal moduladora y portadora triangular [3] 70
4.6. Vectores de tensión aplicables en el accionamiento nonafásico. Fuente: Elaboración propia. 73
4.7. Vectores largos de tensión (LV). Fuente: Elaboración propia. 74
4.8. Composición del vector virtual 1 [3]. 75
4.9. Combinación lineal del vector virtual 1 [3]. 75
4.10. Regiones operativa de la máquina. Fuente: Elaboración propia. 78
4.11. Curvas de operación de la máquina eléctrica de 9 fases PMSM con modulación SVM. Fuente: Elaboración propia. 80
4.12. Esquema RFOC para máquina de 9 fases de imanes permanentes. Fuente: Elaboración propia. 83
4.13. Esquema DTC para PMSM de 9 fases. Fuente: Elaboración propia. 86
4.14. Predicción del esquema MPC y selección de acciones [3]. 89
4.15. Esquema FCS-MPC para máquina de 9 fases de imanes permanentes. Fuente: Elaboración propia. 90
4.16. Esquema FCS-MPC-ta para máquina de 9 fases de imanes permanentes. Fuente: Elaboración propia. 92

5.1. Estructura del objeto 'EV' para gestionar los parámetros del vehículo. 95
5.2. Vista general del modelo en SIMULINK. 96
5.3. Subsistema 'CoG Force Equilibrium'. 97
5.4. Subsistemas que conforman 'Load transfer'. 98
5.5. Subsistema 'Traction/Transmission'. 99

5.6. Subsistema 'PACEJKA Wheel'. . . . 100
5.7. Datos experimentales de adhesión longitudinal y lateral. . . . 100
5.8. Subsistemas de E-Powertrain. . . . 101
5.9. Circuito equivalente de una celda [3]. . . . 102
5.10. Curva de descarga de una celda "Samsung INRT21700 40T" a 0,1C. Fuente: Elaboración propia. . . . 103
5.11. Subsistema 'Battery'. . . . 104
5.12. Subsistema "E-Motor". . . . 106
5.13. Subsistema 'Torque Control'. . . . 107
5.14. Control de tracción implementado. Fuente: Elaboración propia. . . . 109
5.15. Subsistema 'Torque Vectoring'. . . . 110
5.16. Diagrama de fasores de corrientes en MTPA y FW [4]. . . . 113
5.17. Subsistema del algoritmo de FOC con modulación *carrier-based*. . . . 116
5.18. Sistema experimental nonafásico del Taller 32 EII. Fuente: Elaboración propia. . . . 123
5.19. Convertidor nonfásico. Fuente: Elaboración propia. . . . 124

6.1. Resultados sin MTPA-FW ($i_d = 0$). . . . 147
6.2. Resultados aplicando MTPA para las corrientes de referencias. . . . 148
6.3. Señales de entrada del par eléctrico total. . . . 149
6.4. Resultados test evaluación respuesta dinámica con diferentes esquemas de control. De arriba a abajo: velocidad del motor eléctrico, par eléctrico, corrientes de fases, corrientes y tensiones de la batería, corrientes d-q y corrientes x-y. . . . 151
6.5. Detalle de la respuesta dinámica del seguimiento de par. . . . 152
6.6. Resultados test evaluación límite operación con diferentes esquemas de control. De arriba a abajo: velocidades del vehículo, velocidad del motor eléctrico, par eléctrico, corrientes de fases, corrientes y tensiones de la batería, corrientes d-q y corrientes x-y. 155
6.7. Resultados ensayo sin control de tracción. . . . 156
6.8. Resultados ensayo con control de tracción activado. . . . 157
6.9. Señales de entrada del test. . . . 158
6.10. Resultados test reparto de par con diferencial electrónico. . . . 159
6.11. Resultados test reparto de par con *Torque Vectoring*. . . . 160
6.12. Trayectoria comparativa de ambos tests. . . . 161
6.13. Señales de entrada ensayo de salida de curva. . . . 162

6.14. Resultados variables mecánicas del test basado en datos reales evaluando diferentes esquemas de control. De arriba a abajo: velocidades de los motores eléctrico, ángulos de deslizamientos, velocidad angular de guiñada, fuerzas normales sobre cada rueda y par eléctrico. 163
6.15. Resultados comparativo de las variables mecánicas con diferentes esquemas de control. De arriba abajo: Velocidad longitudinal del vehículo, par eléctrico del motor de la rueda trasera izquierda (referencias de par en línea punteada), aceleración del vehículo, fuerza de agarre lateral de la rueda trasera izquierda y velocidad angular de guiñada (referencia de *yaw* en línea punteada). 164
6.16. Resultados de las variables eléctricas del test basado en datos reales evaluando diferentes esquemas de control. De arriba a abajo: corriente y tensión de la batería, corrientes de fases, corrientes y tensiones de la batería, corrientes d-q y corrientes x-y. 165
6.17. Comparativa método de reparto de par en rueda. 166
6.18. Sistema experimental hexafásico del Laboratorio 3507-LII. Fuente: Elaboración propia. 167
6.19. Resultados dinámicos perfil de par a 10 kHz. 168
6.20. Resultados corrientes de fase del primer devanado trifásico con los diferentes esquemas de control ensayados a 10 kHz. De arriba a abajo: MPC y MPC-ta. 169
6.21. Resultados dinámicos perfil de par. 170
6.22. Resultados corrientes de fase del primer devanado trifásico con los diferentes esquemas de control ensayados. De arriba a abajo: MPC, MPC-ta y FOC. 170

Índice de Tablas

Tabla **Página**

3.1. Inercias de tren de tracción en $kg \cdot m^2$. 47

6.1. Resumen resultados evaluando la generación de las corrientes de referencia con MTPA. 148
6.2. Resumen resultados evaluación respuesta dinámica de los esquemas de control. 153
6.3. Resumen resultados evaluando el límite de operación comparando los esquemas de control. 154
6.4. Resumen resultados de evaluación del control de tracción. 158
6.5. Resumen métricas resultados del *Torque Vectoring*. 161
6.6. Resumen métricas primer test. 169
6.7. Resumen métricas segundo test. 171
6.8. Resumen caracterización de los esquemas de control estudiados. 173

Capítulo 1

Introducción

Contenido

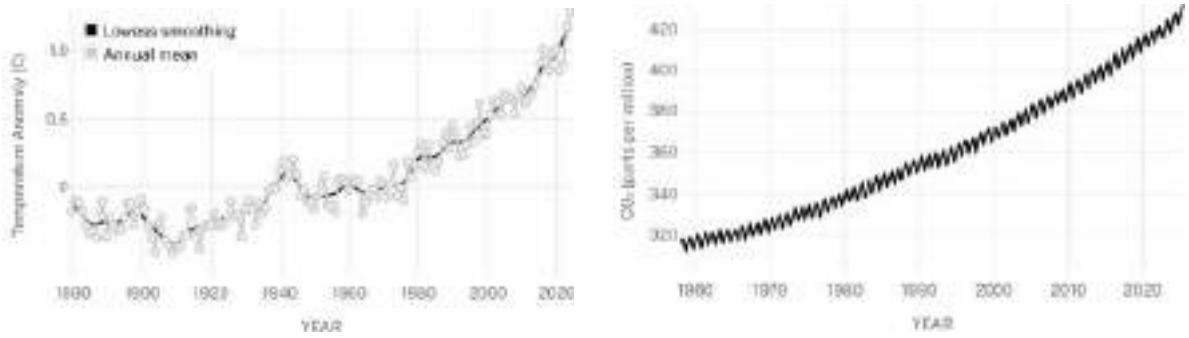
1.1. Antecedente 1

1.2. Objetivos y contribución 4

En este capítulo se expone la motivación que impulsa la realización del presente Trabajo Fin de Máster, así como el contexto actual y los antecedentes tecnológicos que lo enmarcan. Finalmente, se presentan los objetivos del proyecto.

1.1 Antecedente

En las últimas décadas, la preocupación por el impacto medioambiental derivado del uso de combustibles fósiles en el transporte ha adquirido un protagonismo creciente en la agenda científica, tecnológica y política. El sector del transporte es responsable de aproximadamente el 25 % de las emisiones globales de gases de efecto invernadero (GEI), siendo los vehículos de combustión interna una fuente significativa de dióxido de carbono (CO_2), óxidos de nitrógeno (NO_x) y partículas en suspensión, con efectos adversos sobre el cambio climático, la calidad del aire y la salud pública [5]. En este contexto, la temperatura global ha crecido en las últimas décadas (véase Figura 1.1a) aumentando hasta 1,5°C desde la época preindustrical, acompañado de un aumento en los niveles de CO_2 atmosférico (véase Figura 1.1b) [6].



(a) Curva de calentamiento global. **(b)** Cantidad CO_2 medido en el Observatorio Mauna Loa.

Figura 1.1: Tendencias globales asociadas al cambio climático. Fuente: NASA.

En este contexto, la Unión Europea (UE) ha desarrollado ambiciosas estrategias de descarbonización y transición energética. Entre ellas, destacan el Pacto Verde Europeo (European Green Deal), que establece el objetivo de neutralidad climática para 2050, y el paquete legislativo "Fit for 55", que contempla una reducción del 55 % de las emisiones netas de GEI para 2030 respecto a los niveles de 1990 [7]. Estas iniciativas se enmarcan en los compromisos internacionales adquiridos en las Conferencias de las Partes (COP) de la Convención Marco de las Naciones Unidas sobre el cambio climático, especialmente a partir del Acuerdo de París (COP21) [8]. Asimismo, la Agenda 2030 para el Desarrollo Sostenible, impulsada por la Organización de las Naciones Unidas (ONU) [9] y adoptada por la UE, incluye entre sus Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS) la promoción de una energía asequible, segura, sostenible y moderna (ODS 7), y de una industria, innovación e infraestructuras sostenibles (ODS 9).

La transición energética hacia una movilidad sostenible ha sido favorecida por el continuo avance de las tecnologías de almacenamiento energético. A lo largo de los últimos años, las baterías electroquímicas han experimentado mejoras significativas tanto en densidad energética como en eficiencia, fiabilidad y seguridad. La evolución de los materiales activos, el desarrollo de nuevas arquitecturas estructurales, así como las investigaciones en tecnologías emergentes – como las baterías de estado sólido, de sodio-ión o de grafeno – conducen hacia un futuro con soluciones de almacenamiento más sostenibles, económicas y adaptadas a las necesidades específicas de la electromovilidad. Estas mejoras han permitido la viabilidad de los vehículos eléctricos comerciales, al mismo tiempo que se ha introducido en aplicaciones de alto rendimiento surgiendo diferentes competiciones que impulsan la innovación tecnológica.

Por otra parte, el creciente desarrollo de los accionamientos eléctricos junto con la evolución de los dispositivos semiconductores de potencia – especialmente los IGBT basados en silicio (Si) y actualmente los basados en carburo de silicio (SiC) y nitruro de galio (GaN) – ha favorecido la transformación de energías eficientemente. Esto, junto con la creciente capacidad de procesamiento

de los controladores digitales actuales (DSP y microcontroladores avanzados) permiten ejecutar algoritmos complejos en tiempo real, lo que ha favorecido la evolución de esquemas de control avanzados como el Field Oriented Control (FOC), el Model Predictive Control (MPC) o el Direct Torque Control (DTC). Estas estrategias hacen posible un control más eficiente y preciso de los sistemas de tracción eléctrica, adaptándose a condiciones dinámicas cambiantes y exigentes.

Además, el desarrollo de convertidores electrónicos de potencia permite desacoplar el sistema trifásico convencional, abriendo la posibilidad de considerar nuevas arquitecturas para la conversión y distribución de energía eléctrica. Este cambio de paradigma ha promovido la implementación de sistemas con más de tres fases, en los que las máquinas eléctricas multifásicas han adquirido un papel cada vez más relevante. Estas máquinas presentan notables ventajas que las hacen muy interesantes, como una mayor densidad de potencia, menor rizado de par, tolerancia inherente a fallos y más grados de libertad en el control. Todo ello las convierte en una opción atractiva para aplicaciones de tracción eléctrica avanzada, como los vehículos eléctricos de alto rendimiento, e incluso para aviación u otros modos de movilidad eléctrica.

En el actual escenario de la electrificación del transporte, los trenes de tracción eléctrica han permitido explorar nuevas arquitecturas de tracción con motores individuales por eje. De este modo, más allá de la disposición convencional de un único motor con diferencial mecánico, se han extendido a dos motores en ejes independientes, e incluso han apareciendo los motores integrados en ruedas. En este contexto, la posibilidad de regular el par independiente de cada rueda abre un abanico de posibilidades en el desarrollo de novedosas estrategias de control activo de par para mejorar la dinámica vehicular, la estabilidad y la eficiencia. Entre estas estrategias destaca el *torque vectoring*, el cual se fundamenta en repartir el par eficientemente para obtener un momento de guiñada que favorezca el comportamiento dinámico. Esto se combina con el control de tracción para garantizar el máximo agarre sin comprometer la estabilidad.

Por otro lado, en cuanto al control de la máquina eléctrica del tren de tracción, existen varias estrategias de control sofisticadas con características particulares que resultan más adecuadas en función de la aplicación o del tipo de respuesta deseado. Entre estas se encuentran el control de campo orientado (*Field Oriented Control*, FOC) muy extendido por su excelente respuesta, el control directo de par (*Direct Torque Control*, DTC) que aporta una gran respuesta dinámica y el control predictivo basado en modelo (*Model Predictive Control*, MPC) de gran interés en sistemas multifásicos por su capacidad de abordar problemas multiobjetivo. Además, en cuanto a las estrategias basadas en control de corrientes resultan de gran interés los algoritmos de generación de corrientes de referencia que permitan maximizar el rendimiento. En este contexto, el método de par máximo por amperio (*Maximum Torque Per Ampere*, MTPA) en combinación con el debilitamiento de campo (*Field Weakening*) representan líneas de investigación clave para mejorar tanto la eficiencia energética del

sistema de tracción como el límite de velocidad de la máquina.

En este marco, resulta de especial interés llevar a cabo una caracterización exhaustiva de los esquemas de control avanzados aplicados a máquinas eléctricas multifásicas, integrándolos con estrategias de control activo de par en rueda. Este enfoque permite evaluar de forma rigurosa el rendimiento global del sistema.

1.2 Objetivos y contribución

El objetivo principal del presente Trabajo Fin de Máster es la caracterización de diferentes esquemas de control avanzados (FOC y MPC con diferentes características o modulaciones) aplicados al sistema de propulsión eléctrica con topología de cuatro motores en ruedas de un vehículo eléctrico de competición. Esta propuesta está motivada por la tendencia actual de los vehículos eléctricos de alto rendimiento y las nuevas topologías de tracción que abren la posibilidad de un control flexible de la dinámica vehicular junto con unidades de propulsión eléctricas ultra eficiente de última generación.

Para realizar esta caracterización, se desarrolla el modelado completo del vehículo en el entorno de *MATLAB/Simulink*, que permita simular la implementación de las diferentes técnicas de control. Además, se desarrollan ensayos en un sistema experimental emulando el comportamiento de una rueda del vehículo ante condiciones reales de operación.

Para alcanzar el objetivo principal, se abordan una serie de objetivos transversales:

- Revisión del estado del arte de los vehículos eléctricos, sus estrategias de control dinámico y los sistemas de tracción eléctrica multifásica.
- Desarrollo de un modelo en *MATLAB/Simulink* de un vehículo eléctrico de tres grados de libertad con cuatro motores en ruedas, incluyendo tanto la dinámica vehicular como el tren de tracción completo.
- Implementación del control activo de la dinámica vehicular en el simulador.
- Desarrollo de nueva propuesta de control predictivo basado en modelo (MPC) con modulación radial que permita adaptarse eficientemente al punto de operación variable.
- Implementación de estrategias de generación de corrientes de referencias óptimas, como MTPA y *Field Weakening*.
- Implementación de diferentes estrategias de control del motor nonafásico modelado en cada rueda.

- Evaluación y caracterización de las diferentes técnicas de control implementadas en el simulador.
- Implementación en un sistema experimental de las diferentes estrategias de control de la máquina eléctrica emulando el comportamiento de una rueda del vehículo.
- Análisis de los resultados experimentales evaluando diferentes esquemas de control.

Capítulo 2

Vehículos eléctricos

Contenido

2.1. Contexto histórico 8
2.2. Tipos de Vehículos eléctricos 10
2.2.1. Vehículos eléctricos a batería 11
2.2.2. Vehículos híbridos con MCIA 12
2.2.3. Vehículos híbridos con hidrógeno 13
2.2.4. Vehículos híbridos con celdas de flujo 14
2.3. Sistema de propulsión eléctrica 16
2.3.1. Máquina eléctrica 17
2.3.2. Convertidor electrónico de potencia 25
2.3.3. Unidad de control 30
2.3.4. Baterías 31

La movilidad eléctrica ha emergido en las últimas décadas como una de las principales alternativas tecnológicas para afrontar los retos energéticos, medioambientales y de eficiencia que plantea el modelo de transporte actual. En este contexto, los vehículos eléctricos (*Electric Vehicles*, EV) representan una solución integral que permite reducir significativamente las emisiones

contaminantes, mejorar el rendimiento energético de los sistemas de propulsión y habilitar nuevas posibilidades mediante la electrificación del tren de tracción.

El despliegue de los EV no es un fenómeno reciente. De hecho, su desarrollo ha seguido una evolución histórica compleja, marcada por avances tecnológicos en almacenamiento energético, electrónica de potencia y máquinas eléctricas. Estos avances han permitido superar muchas de las limitaciones que dificultaron su implantación en épocas anteriores, favoreciendo su posicionamiento actual como una opción técnica y comercialmente viable tanto en el ámbito urbano como en aplicaciones de altas prestaciones y competición.

Este capítulo tiene como finalidad establecer el marco conceptual y tecnológico de los vehículos eléctricos. Para ello, se revisa su evolución histórica, se clasifican los diferentes tipos de vehículos según su arquitectura energética y se describen los principales elementos que conforman un sistema de propulsión eléctrico, tales como la máquina eléctrica, el convertidor electrónico de potencia, la unidad de control y el sistema de almacenamiento energético. Asimismo, se introduce el concepto de máquinas multifásicas, cuya implementación en aplicaciones de tracción eléctrica avanzada ofrece notables ventajas en términos de robustez, eficiencia y capacidad de control.

2.1 Contexto histórico

Los vehículos eléctricos tienen una historia más extensa de lo que generalmente se asume, con raíces que se remontan a principios del siglo XIX. El primer concepto práctico de un vehículo eléctrico surgió en 1837 cuando Thomas Davenport, en Estados Unidos, diseñó un motor eléctrico de corriente continua alimentado por baterías no recargables [10]. Este primer concepto estableció las bases para futuros desarrollos tecnológicos, aunque su aplicación práctica se vio limitada por la tecnología disponible en aquella época, particularmente por la capacidad energética y la durabilidad de las baterías.

A finales del siglo XIX y principios del siglo XX, el vehículo eléctrico vivió un momento dorado. A medida que mejoraba la tecnología de almacenamiento energético, especialmente con la invención de baterías recargables de plomo-ácido por Gastón Planté en 1859 [11] y su posterior perfeccionamiento por Camille Alphonse Faure en 1881 [12], los vehículos eléctricos comenzaron a proliferar. Entre 1880 y 1900, se convirtieron en una opción competitiva frente a los vehículos de combustión interna y a vapor de la época. Destacaron modelos pioneros como el Flocken elektrowagen en 1888 y el diseñado por William Morrison en 1891 (Figura 2.1a), con capacidad para seis pasajeros y velocidades de hasta 23 km/h, marcando un precedente importante en términos de autonomía y velocidad [13].

Sin embargo, la popularidad inicial de los vehículos eléctricos comenzó a decaer con la aparición del Ford Modelo T en 1908, producido en masa mediante técnicas innovadoras de manufactura [14].

Esto redujo drásticamente los costos y amplió considerablemente la autonomía y versatilidad de los automóviles de combustión interna. Junto con el descubrimiento de reservas petrolíferas accesibles y abundantes, los vehículos eléctricos quedaron relegados a un segundo plano durante varias décadas. Durante este periodo surgieron vehículos eléctricos como el Peugeot VLV (Figura 2.1b) en 1941 pero no podían competir con los vehículos de combustión de la época [15].



(a) Carruaje de Morrison, 1892.



(b) Peugeot VLV, 1941.



(c) General Motors EV1, 1987.

Figura 2.1: Evolución de los vehículos eléctricos.

El renacimiento de los vehículos eléctricos comenzó a finales del siglo XX, impulsado principalmente por las preocupaciones medioambientales, la volatilidad de los precios del petróleo y la búsqueda de alternativas energéticas sostenibles. En este contexto resurge la investigación en tecnologías eléctricas avanzadas. Es así como, en 1987, aparece el primer vehículo eléctrico moderno de corriente alterna (Alternating Current, por sus siglas en ingles AC), el GM EV1 (Figura 2.1c), desarrollado por General Motors en colaboración con AeroVironment. Este vehículo fue pionero al incorporar una máquina eléctrica de inducción trifásica alimentada por un inversor electrónico, posibilitando un control eficiente del par y un mejor rendimiento energético gracias al empleo del Control Vectorial (FOC). Este avance en la electrónica de potencia y control permitió superar limitaciones anteriores relacionadas con la eficiencia energética, haciendo viable el uso de corriente alterna en vehículos eléctricos por primera vez.

Desde finales del siglo XX hasta principios del siglo XXI, la tecnología de los vehículos eléctricos ha experimentado rápidos progresos. La introducción de baterías de litio-ion, de mayor densidad energética y menores tiempos de recarga [16], junto con los avances en convertidores electrónicos con modernos procesadores de señales digitales y técnicas avanzadas de control, permitieron mejorar significativamente la autonomía y el rendimiento dinámico de estos vehículos. Marcas pioneras como Tesla, Nissan y General Motors, entre otros, han desempeñado un papel crucial en popularizar y perfeccionar esta tecnología, marcando un punto de inflexión con el lanzamiento del Tesla Roadster en 2008 [17]. Entre los avances recientes más destacables se encuentra el protagonismo creciente de fabricantes como BYD, que han impulsado innovaciones importantes en tecnologías de baterías y sistemas eléctricos integrados. Los modelos BYD Han y BYD Seal destacan especialmente por sus

altos niveles de eficiencia energética, autonomía extendida y avances tecnológicos en seguridad y confort, consolidando a la marca como líder global en ventas de vehículos eléctricos y como referente en la evolución tecnológica del sector automotriz eléctrico [18].

El creciente interés en las máquinas eléctricas multifásicas durante las últimas décadas ha estado motivado por las ventajas que ofrecen frente a las configuraciones trifásicas convencionales, tales como una mayor densidad de potencia, tolerancia a fallos y menor rizado de par [19]. Como consecuencia, esta tecnología ha comenzado a implementarse en el sector de la automoción. Un hito destacado fue el desarrollo, por parte de Porsche, del primer prototipo de competición con una máquina eléctrica de seis fases, el Porsche 919 LMP1 de la temporada 2014–2015 del mundial de resistencia. Posteriormente la tecnología multifásica se extendió a la Fórmula E, de la mano de Audi con el e-tron FE07 durante la temporada 2020–2021 (Figura 2.2b) [20]. El salto a vehículos comerciales de altas prestaciones fue introducido con el Mercedes-Benz EQS (Figura 2.2a) en 2021 y el BMW iX M60 en 2022, marcando una nueva etapa en la electrificación avanzada de vehículos de alta gama.

En los últimos años, se han desarrollado arquitecturas aún más sofisticadas, en las que se integran múltiples máquinas eléctricas hexafásicas por eje motriz. Este es el caso del Koenigsegg Gemera, que adopta una configuración distribuida de propulsión con motores de seis fases de altas prestaciones [21]. Esta topología permite implementar esquemas de control de par por rueda mediante técnicas como el *torque vectoring*, mejorando de forma significativa el rendimiento dinámico, la estabilidad y la capacidad de tracción del vehículo, especialmente en entornos de alta exigencia como la conducción deportiva y la competición.



(a) Mercedes-Benz EQS. **(b)** Audi E-Tron FE07.

Figura 2.2: Vehículos eléctricos con máquinas eléctricas multifásicas.

2.2 Tipos de Vehículos eléctricos

El desarrollo de los vehículos eléctricos ha dado lugar a una amplia variedad de configuraciones de sistema de tracción, cuya clasificación depende principalmente de la fuente energética empleada y del grado de electrificación del sistema de propulsión. Esta diversidad responde a la necesidad de

adaptar las soluciones técnicas a distintos contextos de uso, requisitos de autonomía, estrategias de recarga, limitaciones de infraestructura y criterios de sostenibilidad [22].

En este apartado se presentan las principales tipologías de vehículos eléctricos, abarcando desde los vehículos 100 % eléctricos alimentados por baterías (BEV), hasta las arquitecturas híbridas que combinan múltiples fuentes energéticas, como los motores térmicos, las pilas de combustible de hidrógeno o incluso las tecnologías emergentes basadas en celdas de flujo. Cada una de estas soluciones presenta ventajas y limitaciones específicas en términos de eficiencia energética, emisiones, autonomía, complejidad constructiva y coste de implementación.

2.2.1 Vehículos eléctricos a batería

Los vehículos eléctricos de batería (BEV, por sus siglas en inglés, *Battery Electric Vehicles*) disponen exclusivamente de un sistema de almacenamiento energético basado en baterías electroquímicas. Estos vehículos están propulsados por máquinas eléctricas que destacan por su alta eficiencia energética y elevada potencia entregando un par elevado desde velocidades muy bajas. Esta característica se traduce en una excelente respuesta dinámica y una aceleración suave, superando en este aspecto a los motores térmicos tradicionales, que desarrollan su potencia nominal en regímenes de revoluciones estrechos.

En cuanto a las topologías de tracción, una configuración habitual consiste en la utilización de dos máquinas eléctricas independientes que actúan sobre los ejes delantero y trasero, lo que permite optimizar tanto la regeneración energética en frenada como la tracción en diferentes condiciones de adherencia. Además, existen configuraciones duales con dos motores por ejes como en el caso de Tesla. No obstante, las configuraciones más avanzadas emplean cuatro motores en ruedas (*in-wheel motors*), permitiendo así un control individualizado del par por rueda. Este tipo de arquitectura proporciona una mejora significativa en la dinámica del vehículo al posibilitar la implementación directa de técnicas como el *torque vectoring*, eliminando al mismo tiempo elementos mecánicos como diferenciales y árboles de transmisión, lo que conlleva una reducción de masa suspendida y del volumen ocupado por el sistema motriz [23, 24].

A pesar de las ventajas técnicas descritas, los BEV se enfrentan aún a diversas limitaciones. La principal de ellas reside en la baja densidad energética de las baterías actuales, lo que implica un compromiso entre autonomía, peso y coste. Adicionalmente, los tiempos de recarga siguen siendo superiores a los de repostaje convencional, a pesar del desarrollo de infraestructuras de carga rápida. A estos retos se suman los relacionados con el reciclaje de las baterías, tanto desde el punto de vista técnico como medioambiental, debido a la presencia de materiales críticos y su difícil recuperación [25, 26].

Desde el plano normativo, iniciativas como la Euro 6d y posteriores regulaciones medioambientales buscan acelerar la transición hacia una movilidad sin emisiones [27]. Si bien estas medidas fomentan la adopción de vehículos eléctricos, también suponen una presión sobre los fabricantes, especialmente europeos, que deben adecuarse a las estrictas normativas. En este contexto, los BEV se presentan como una solución tecnológica dentro del marco regulatorio a nivel global.

2.2.2 Vehículos híbridos con MCIA

Los vehículos eléctricos híbridos (HEV) constituyen una solución intermedia entre los vehículos de combustión interna convencionales y los vehículos eléctricos puros. Se caracterizan por integrar dos fuentes de energía – habitualmente un motor de combustión interna alternativo (MCIA) y una máquina eléctrica – cuyo funcionamiento combinado permite una mejora significativa en eficiencia energética y autonomía. La arquitectura, estrategia de control y grado de electrificación permiten clasificar los vehículos híbridos en diversas topologías, que se describen a continuación [28]:

- **Mild Hybrid Electric Vehicle (MHEV)**: Los MHEV integran un sistema eléctrico de bajo voltaje (12–48 V) cuya principal función es complementar al motor térmico mediante funciones auxiliares: arranque del motor, recuperación de energía durante el frenado y apoyo en fases de aceleración. La tracción no puede ser realizada de forma exclusiva por el motor eléctrico. Esta configuración reduce requisitos de homologación y permite una mejora en eficiencia y reducción parcial de emisiones, sin alterar significativamente la arquitectura del tren motriz convencional.

- **Full Hybrid Electric Vehicle (HEV)**: Esta tipología incorpora un sistema de alta tensión que permite al vehículo operar en modo exclusivamente eléctrico durante cortos periodos y a bajas velocidades. La batería se recarga mediante frenado regenerativo y mediante el MCIA en funcionamiento. Según la arquitectura y el flujo de energía, estos sistemas pueden clasificarse en configuraciones en serie (el motor térmico solo acciona un generador eléctrico que alimenta la tracción), en paralelo (motor térmico y eléctrico pueden impulsar mecánicamente las ruedas de forma independiente o conjunta) o combinadas, en función de cómo interactúen el motor de combustión y la máquina eléctrica en la propulsión del vehículo. Su principal ventaja reside en la eficiencia global del sistema y su versatilidad en entornos urbanos.

- **Plug-in Hybrid Electric Vehicle (PHEV)**: Los vehículos híbridos enchufables extienden las capacidades de los HEV al incorporar un paquete de baterías de mayor capacidad, lo cual permite una autonomía sustancial en modo puramente eléctrico. Además, permiten la carga de la batería mediante conexión a red eléctrica (modo enchufable). El motor eléctrico puede

asumir completamente la tracción durante trayectos urbanos, relegando el uso del MCIA a demandas energéticas elevadas o situaciones de autonomía extendida. La arquitectura puede ser en paralelo o en serie [29], y los flujos de potencia están gestionados por un sistema de acoplamiento que posibilita regeneración energética tanto desde las ruedas como desde el motor térmico.

- **Extended-Range Electric Vehicle (EREV)**: Esta arquitectura puede considerarse una variante especializada de los PHEV, donde la tracción es ejercida exclusivamente por el sistema eléctrico. El motor térmico actúa como generador para recargar la batería cuando esta alcanza un umbral mínimo de carga, funcionando en un régimen óptimo de eficiencia. Así, se garantiza la continuidad del funcionamiento del vehículo sin afectar la calidad de la tracción eléctrica. El MCIA nunca acciona directamente las ruedas. Esta topología presenta una autonomía extendida y alta eficiencia, manteniendo el confort y prestaciones de un vehículo eléctrico puro.

2.2.3 Vehículos híbridos con hidrógeno

En el marco actual de transición hacia una movilidad más sostenible, los vehículos híbridos con pila de combustible (FCHEV, *Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle*) están ganando relevancia como una solución eficaz frente a los retos ambientales y tecnológicos que presentan los vehículos eléctricos puros. Los vehículos con hidrógeno combinan un sistema de batería eléctrica, generalmente más pequeñas, con una pila de combustible alimentada por hidrógeno, logrando un sistema energético limpio y con mayor autonomía [30, 31].

La pila de combustible genera electricidad mediante una reacción electroquímica en la que el hidrógeno almacenado se combina con el oxígeno presente en el aire. Este proceso, que únicamente emite vapor de agua como residuo, permite a los FCHEV mantener un ciclo energético prácticamente libre de emisiones contaminantes, especialmente cuando se emplea hidrógeno verde obtenido por electrólisis a partir de energías renovables, como solar o eólica [32].

Comparados con los vehículos eléctricos puros, los híbridos con hidrógeno presentan algunas ventajas. En primer lugar, precisan de baterías más pequeñas, lo que supone un menor peso en el vehículo. Además, el hidrógeno ofrece una mayor densidad energética en comparación con las baterías actuales, aunque presentan baja eficiencia. Generalmente ofrecen una autonomía superior a los 500 km, con tiempos de repostaje comparables a los vehículos de combustión interna (aproximadamente entre 3 y 5 minutos) [33].

No obstante, existen algunos desafíos significativos que actualmente limitan la implementación a gran escala de esta tecnología. Entre ellos destaca la eficiencia energética global del ciclo del hidrógeno, inferior al rendimiento energético de las baterías (38 % aproximadamente frente al 84 %

de los BEV). A esto se añade la necesidad de expandir considerablemente la infraestructura de hidrogeneras, que actualmente es escasa en comparación con la extensa red de recarga eléctrica. Adicionalmente, los elevados costes asociados tanto a la producción del hidrógeno verde como a las tecnologías implicadas en las pilas de combustible representan otra barrera importante [34, 35].

A pesar de estas limitaciones, el contexto actual muestra una creciente inversión y apoyo institucional en la producción de hidrógeno verde. De hecho, se observa una tendencia clara en la aplicación de vehículos híbridos con hidrógeno en sectores donde la electrificación pura mediante baterías presenta mayores dificultades, como en vehículos pesados, camiones, autobuses (como el Toyota Sora, Figura 2.3), etc.



Figura 2.3: Vehículo hibrido con hidrógeno, Toyota Sora bus.

En conclusión, los vehículos híbridos con hidrógeno representan una alternativa tecnológica robusta y prometedora para avanzar hacia una movilidad sostenible global. Su desarrollo futuro estará estrechamente ligado a la expansión de la infraestructura de hidrógeno, la reducción de costes en la producción de hidrógeno verde y las mejoras tecnológicas en los sistemas de gestión energética.

2.2.4 Vehículos híbridos con celdas de flujo

Los vehículos híbridos con celdas de flujo constituyen una alternativa emergente dentro del espectro de tecnologías de propulsión eléctrica, caracterizada por un sistema de almacenamiento electroquímico basado en líquidos redox. Esta tecnología, aún en fase de desarrollo precomercial, presenta ventajas prometedoras en términos de sostenibilidad, seguridad y eficiencia energética.

Las celdas de flujo redox son dispositivos electroquímicos en los que la energía se almacena en electrolitos líquidos que contienen especies redox disueltas. Estos electrolitos se almacenan en depósitos externos y se hacen circular por una celda electroquímica donde tiene lugar la conversión

energía-química a energía eléctrica. A diferencia de las baterías convencionales, en las que el almacenamiento y la conversión energética tienen lugar en el mismo volumen físico, en las celdas de flujo estos procesos están desacoplados. Esto permite dimensionar independientemente la potencia (área de la celda) y la capacidad energética (volumen de los tanques), ofreciendo así una gran escalabilidad y modularidad [36, 37].

La Figura 2.4 muestra un esquema de funcionamiento de una celda de flujo. En el caso de las aplicaciones de movilidad, los electrolitos empleados deben ser seguros, estables y con elevada densidad energética volumétrica. En este contexto, la compañía nanoFlowcell®ha desarrollado una solución patentada denominada bi-ION (Figura 2.4), una mezcla de electrolitos no tóxicos y no inflamables que permite operar a baja tensión.

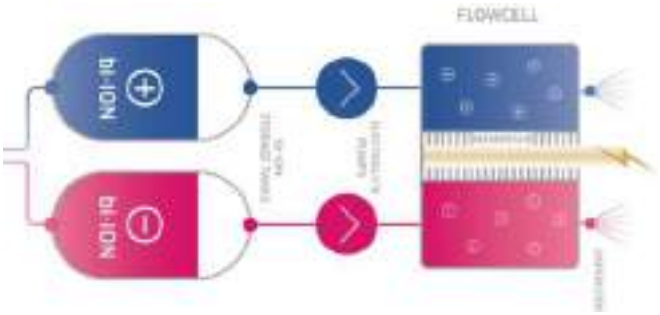


Figura 2.4: FlowCell, Fuente: nanoFlowcell + Bi-ION.

Ya existen varios prototipos funcionales desarrollados por nanoFlowcell®como el QUANTINO twentyfive y el QUANT, véase Figura 2.5. Estos prototipos emplean una arquitectura de tracción con cuatro motores eléctricos multifásicos independientes que permiten aplicar técnicas de *torque vectoring* [38]. Una de las principales características de estos vehículos es su sistema de potencia basado en baja tensión (48 V), lo que implica una mayor seguridad eléctrica en caso de contacto, en comparación con las arquitecturas de alta tensión (400–800 V) convencionales. Esto conlleva menores exigencias en aislamiento a costa de soportar elevada corriente. Lo que exige un replanteamiento de los elementos conductores para minimizar las pérdidas por efecto joule.



(a) QUANTINO twentyfive. **(b)** QUANT.

Figura 2.5: Vehículos con celdas de flujo de nanoFlowcell. Fuente: nanoFlowcell.

Las principales ventajas de esta tecnología se pueden resumir en los siguientes puntos:

- Alta seguridad química y eléctrica: los electrolitos utilizados son estables, no inflamables y no corrosivos, lo que reduce los riesgos frente a incendios o fugas en comparación con baterías de ion-litio.
- Escalabilidad energética: al desacoplar la potencia y la capacidad, se puede dimensionar el sistema para optimizar autonomía o rendimiento según la aplicación.
- Reducción del impacto ambiental: los fluidos bi-ION son reciclables y libres de metales pesados, lo que disminuye los problemas de reciclaje y dependencia de materiales críticos.
- Recarga rápida: la sustitución de electrolito agotado por uno recargado, en lugar de esperar la recarga convencional, permite tiempos similares a los de un repostaje tradicional, siempre que exista infraestructura adecuada.
- Modularidad y mantenibilidad: la disposición independiente de celdas y tanques facilita el mantenimiento y aumenta la tolerancia a fallos del sistema.

En definitiva, los vehículos híbridos con celdas de flujo representan una tecnología disruptiva con potencial para resolver algunas de las limitaciones clave de los vehículos eléctricos actuales, especialmente en aplicaciones que requieren alta autonomía y elevada seguridad. Su implementación masiva dependerá del desarrollo de una infraestructura logística adecuada para el suministro y reciclaje del electrolito, así como de una reducción progresiva de los costes de producción.

2.3 Sistema de propulsión eléctrica

El sistema de propulsión eléctrica constituye el núcleo funcional de cualquier vehículo eléctrico, siendo responsable de convertir la energía almacenada en forma eléctrica en movimiento mecánico de forma eficiente, controlada y adaptable a las exigencias dinámicas del vehículo. La arquitectura de este sistema ha evolucionado considerablemente gracias a los avances en electrónica de potencia, tecnologías de almacenamiento energético y diseño de máquinas eléctricas, permitiendo una mayor densidad de potencia, mayor precisión en el control y una integración más compacta y eficiente.

A diferencia de los sistemas de propulsión convencionales basados en motores térmicos, los sistemas eléctricos ofrecen una respuesta instantánea al par solicitado, permiten una gestión avanzada del rendimiento mediante algoritmos de control y habilitan funcionalidades adicionales como la frenada regenerativa o el reparto de par por rueda. En este apartado se analizan en detalle los principales componentes que conforman el sistema de propulsión eléctrica: la máquina eléctrica, el convertidor electrónico de potencia, la unidad de control y el sistema de almacenamiento energético.

2.3.1 Máquina eléctrica

La máquina eléctrica es el elemento encargado de realizar la conversión electromecánica de energía en el sistema de propulsión de un vehículo eléctrico. A lo largo de más de un siglo de evolución tecnológica, diferentes tipologías de máquinas han sido desarrolladas y optimizadas para adaptarse a múltiples aplicaciones, desde usos industriales hasta la movilidad eléctrica.

Inicialmente, las máquinas de corriente continua (DC) fueron las primeras en ser adoptadas a gran escala debido a su simplicidad de control y su capacidad para regular fácilmente la velocidad mediante la variación de la tensión de alimentación. Estas características hicieron que dominaran las aplicaciones de tracción en los primeros sistemas eléctricos. No obstante, su limitada eficiencia, elevado mantenimiento y la necesidad de colectores y escobillas supusieron una barrera para su evolución en sistemas modernos.

Posteriormente, con el desarrollo de los sistemas de corriente alterna y los avances en electrónica de potencia, las máquinas de inducción (asíncronas) se consolidaron como una alternativa robusta y económica. Su ausencia de elementos de contacto en el rotor y su elevada fiabilidad las convirtieron en una opción dominante en entornos industriales.

El siguiente hito tecnológico lo marcaron las máquinas síncronas, en particular aquellas con rotor bobinado, capaces de operar a velocidad constante y mayor control para suministrar potencia reactiva. Aunque inicialmente relegadas a generación eléctrica, su uso en tracción comenzó a aumentar con la introducción de sistemas de excitación controlada y convertidores de frecuencia.

En las últimas décadas, las máquinas síncronas de imanes permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Motor*, PMSM) han ganado protagonismo, especialmente en la automoción eléctrica, gracias a su elevada densidad de par, alta eficiencia y respuesta dinámica superior. El uso de imanes de tierras raras permite eliminar la excitación externa, reduciendo pérdidas y aumentando la compacidad del sistema.

Finalmente, como respuesta a la necesidad de reducir la dependencia de tierras raras y mejorar la sostenibilidad, han emergido con fuerza las máquinas de reluctancia variable, tanto puras como asistidas por pequeños imanes. Estas máquinas prescinden de devanados o imanes en el rotor, presentando una construcción simple, bajo coste y un excelente rendimiento en aplicaciones donde se prioriza la robustez y la eficiencia bajo condiciones exigentes.

Esta evolución progresiva refleja el camino hacia soluciones cada vez más eficientes, compactas y económicas, siendo la selección de la topología de máquina un aspecto clave en el diseño de vehículos eléctricos avanzados.

2.3.1.1 Máquinas asíncrona

Las máquinas asíncronas, también conocidas como máquinas de inducción, representa uno de los avances más significativos en la historia de la ingeniería eléctrica. Su origen se remonta a finales del siglo XIX, en un contexto de intensos desarrollos en el campo de la electricidad, particularmente en la transición de sistemas de corriente continua hacia sistemas de corriente alterna.

El inventor serbio-estadounidense Nikola Tesla es ampliamente reconocido como el principal artífice de la primera máquina de inducción práctica. En el año 1887, Tesla logró construir un motor basado en el principio del campo magnético giratorio, una innovación fundamental que permitió el funcionamiento de motores sin necesidad de conexión eléctrica directa al rotor. En 1888, Tesla presentó su trabajo ante el American Institute of Electrical Engineers y registró diversas patentes en Estados Unidos que describían el diseño y funcionamiento del motor de inducción. Cabe destacar que, paralelamente, el físico italiano Galileo Ferraris desarrolló un concepto similar desarrollando el teorema de Ferraris[1], aunque no patentó su invención. Ambos contribuyeron significativamente a la base teórica del campo magnético giratorio, pero fue Tesla quien impulsó su implementación práctica e industrial.

A partir de la adquisición de sus patentes por parte de Westinghouse Electric Company, la máquina de inducción comenzó a difundirse ampliamente, convirtiéndose en el motor estándar para numerosas aplicaciones industriales gracias a su simplicidad de construcción, robustez, bajo mantenimiento y alta eficiencia. Un paso decisivo en la evolución del motor de inducción fue dado por el ingeniero Michael von Dolivo-Dobrowolsky en 1889, quien diseñó y construyó el primer motor de inducción trifásico con rotor de jaula de ardilla. Este diseño mejorado presentaba grandes ventajas técnicas, como mayor estabilidad, menor mantenimiento y mayor eficiencia en aplicaciones industriales. Dobrowolsky también fue uno de los principales responsable de desarrollar el primer sistema completo de generación, transmisión y consumo de energía en corriente alterna trifásica, estableciendo así la base tecnológica del sistema eléctrico moderno.

No obstante, durante las primeras décadas, la adopción de los motores de inducción se vio limitada en aplicaciones que requerían regulación de velocidad, debido a la dificultad técnica que implicaba modificar su régimen de funcionamiento. En contraste, los motores de corriente continua ofrecían una solución más sencilla para este propósito. Esta limitación se mantuvo hasta mediados del siglo XX, cuando los avances en la electrónica de potencia con el desarrollo del tiristor controlable[2] por General Electric abrió el camino para regular la velocidad de motores trifásicos revolucionando su aplicación.

[1] También conocido como el teorema del campo magnético giratorio, describe cómo un sistema de corrientes trifásicas equilibradas, al circular por bobinas separadas de manera equidistante, produce un campo magnético giratorio en el espacio.

[2] Dispositivo semiconductor de potencia que actúa como un interruptor electrónico bidireccional, capaz de conmutar y controlar gran cantidad de corriente y tensión.

Estos dispositivos permitieron controlar con precisión la velocidad y el par motor sin comprometer la eficiencia, ampliando considerablemente el campo de uso de los motores de inducción. Desde sistemas de climatización y transporte eléctrico hasta procesos de automatización industrial, su versatilidad y confiabilidad los han convertido en uno de los motores eléctricos más utilizados en el mundo. Su evolución ha sido clave para el proceso de electrificación global y el desarrollo de la infraestructura industrial moderna.

Sin embargo, estos motores no se usaban en aplicaciones que requería de una regulación de velocidad por su complejidad mientras que los motores de corriente continua resultaba sencillo variar su velocidad. Esto fue una de las principales limitaciones de los motores trifásicos que se solventó en la década de 1980 con el avance de la electrónica de potencia y el desarrollo de los variadores de frecuencia transformaron su aplicación, permitiendo controlar con precisión la velocidad y el par del motor sin perder eficiencia. Esto amplió enormemente su campo de uso, desde sistemas de climatización y transporte eléctrico hasta automatización industrial. En la actualidad, la máquina de inducción es uno de los motores eléctricos más utilizados en todo el mundo, presente en una gran variedad de aplicaciones. Su desarrollo ha sido fundamental en el proceso de electrificación global y en el crecimiento industrial.

El principio fundamental de las máquina asíncronas se basa en la inducción electromagnética. Su funcionamiento se fundamenta en la interacción entre un campo magnético giratorio generado en el estator y las corrientes inducidas en el rotor. Esta interacción da lugar a la aparición de un par electromagnético que propicia el movimiento del rotor.

Estas máquinas están compuestas, principalmente, por un estator con devanados distribuidos (habitualmente trifásicos), alimentados con corrientes alternas equilibradas desfasadas 120º eléctricamente. Esta alimentación produce un campo magnético giratorio que se propaga a través del entrehierro – región de aire entre estator y rotor– . La velocidad angular de este campo magnético se denomina velocidad de sincronismo, y es directamente proporcional a la frecuencia de la red eléctrica (Hz), dividiendo esta entre el número de pares de polos de la máquina.

El rotor puede adoptar diversas configuraciones. El diseño más común es el rotor en jaula de ardilla, compuesto por barras conductoras conectadas en cortocircuito mediante anillos en sus extremos. Otra alternativa es el rotor bobinado, que dispone de devanados conectados a través de anillos rozantes, lo que permite un control más versátil pero ineficiente mediante resistencias externas.

Cuando el campo magnético giratorio penetra en el rotor, induce una fuerza electromotriz (fem) de acuerdo con la ley de Faraday-Lenz:

$$E = -\frac{d\Phi}{dt} \tag{2.1}$$

Debido al cortocircuito en los conductores del rotor, estas tensiones inducidas generan corrientes que, al interactuar con el campo magnético del estator, experimentan fuerzas de la ley de Lorentz:

$$\boldsymbol{F} = l \cdot |\boldsymbol{i} \times \boldsymbol{B}| \tag{2.2}$$

Estas fuerzas se traducen en un par electromagnético que acelera el rotor en el sentido del campo giratorio. Sin embargo, el rotor nunca alcanza exactamente la velocidad de sincronismo, ya que ello anularía la variación relativa del flujo magnético y, en consecuencia, no se inducirían corrientes ni se generaría par. Esta diferencia de velocidades entre el campo y el rotor se cuantifica mediante el deslizamiento:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \tag{2.3}$$

donde ω_s es la velocidad de sincronismo y ω_r la velocidad del rotor. El valor del deslizamiento determina el modo de operación de la máquina (motor, generador o freno) y su eficiencia [39].

2.3.1.2 Máquinas síncrona

Durante gran parte del siglo XX, las máquinas síncronas en modo motor quedaron relegadas a un segundo plano debido a su complejidad de arranque. A diferencia de los motores de inducción, que son autoarrancables y más fáciles de implementar, los síncronos requieren alcanzar su velocidad de sincronismo (ecuación 2.4) antes de acoplarse a la red, lo que implicaba el uso de sistemas auxiliares. Esta limitación restringió su uso, especialmente en entornos industriales donde la simplicidad y robustez eran prioritarias.

$$\omega_m = \frac{2\pi f_{el}}{p}, \tag{2.4}$$

siendo f_{el} la frecuencia eléctrica de la alimentación (Hz) y p el número de pares de polos.

Las primeras máquinas síncronas utilizadas en aplicaciones prácticas fueron aquellas con rotor bobinado, también conocido como rotor de polos salientes o lisos, según la velocidad. Este tipo de máquina emplea devanados alimentados con corriente continua a través de anillos rozantes y escobillas, lo que permite controlar directamente el campo magnético del rotor y ajustar la potencia reactiva suministrada o absorbida. Estas características hacían que, aunque más complejas y con mayores necesidades de mantenimiento, fueran adecuadas para sistemas de compensación de factor de potencia, generación de energía y grandes cargas donde se requería velocidad constante.

El desarrollo de la electrónica de potencia a partir de los años 1960 y la posterior introducción

de los variadores de frecuencia en las décadas siguientes marcaron un punto de inflexión. Estos dispositivos permitieron el control eficiente de la velocidad y el par motor en máquinas síncronas, resolviendo el problema del arranque y facilitando su integración en aplicaciones más dinámicas. Este avance tecnológico abrió la puerta a una nueva generación de motores síncronos más compactos y eficientes.

Uno de los desarrollos más significativos fue la introducción de los PMSM, que empezaron a utilizarse ampliamente a partir de la década de 1970. A diferencia del rotor bobinado, estas máquinas utilizan imanes – originalmente de ferrita y, posteriormente, de tierras raras como el neodimio – para generar el campo magnético del rotor, eliminando así la necesidad de escobillas y anillos rozantes. Esto les confiere ventajas como mayor densidad de par, mayor eficiencia energética y menor mantenimiento. Por estas razones, los PMSM han sido ampliamente adoptados en sectores como la automoción, la robótica, etc.

Más recientemente, han cobrado protagonismo las máquinas síncronas de reluctancia variable (SynRM) [40, 41]. Estas máquinas no dependen ni de imanes ni de devanados en el rotor, el rotor está conformado por chapas con diferentes caminos de reluctancia magnética que permiten el sincronismo sin necesidad de excitación eléctrica o imanes. Aunque su par específico es menor que el de los PMSM, destacan por su robustez, simplicidad constructiva, eficiencia competitiva y, sobre todo, por prescindir de materiales escasos como las tierras raras. Esto las ha hecho especialmente atractivas en multitud de aplicaciones, aunque su mayor nivel de ruido y vibraciones ha limitado su adopción en ciertos entornos.

En conjunto, la evolución de las máquinas síncronas refleja una progresiva superación de sus limitaciones iniciales gracias al desarrollo de tecnologías de control avanzadas y nuevos materiales. Desde los diseños con rotor bobinado hasta las modernas soluciones basadas en imanes permanentes o en la variación de reluctancia, en la Figura 2.6 se muestra las topologías de rotor de máquinas síncronas más extendidas [1]. Estas máquinas han ampliado su campo de aplicación y hoy representan una opción clave en la transición hacia sistemas eléctricos cada vez más eficientes, sostenibles y sofisticados.

Una clasificación relevante dentro de los motores síncronos de imanes permanentes se basa en la dirección del flujo magnético que generan. Bajo este criterio, se distinguen los motores de flujo radial, que son los más comunes en la industria, y los de flujo axial, cuya adopción ha crecido significativamente en los últimos años. Estos últimos destacan por su alta densidad de par, reducido volumen y peso, lo que los convierte en una opción especialmente atractiva en aplicaciones de movilidad eléctrica, donde las restricciones de espacio y eficiencia energética son prioritarias [42, 43].

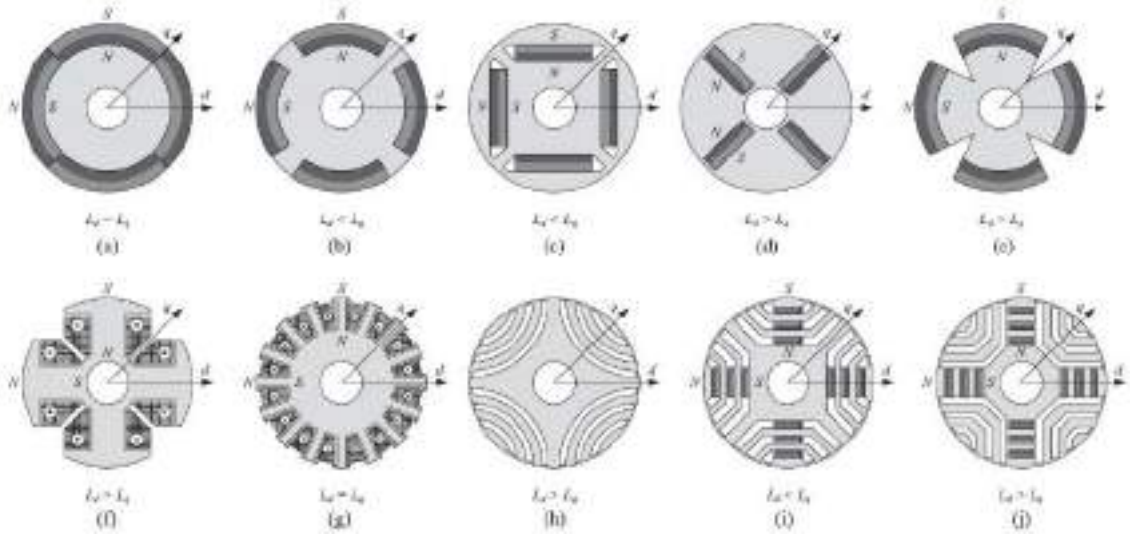


Figura 2.6: Máquinas síncronas más populares: (a) imanes en superficie, (b) imanes insertados, (c) imanes interiores tangencial, (d) imanes interiores radial, (e) imanes de polos salientes, (f) rotor de polos salientes bobinado, (g) rotor bobinado, (h) reluctancia variable, (i) y (j) reluctancia variable asistida con imanes [1].

En los motores de flujo axial, el estator está formado por bobinados dispuestos de forma excéntrica que generan un campo magnético axial. Este diseño permite que todo el conductor activo del bobinado contribuya al flujo útil, a diferencia de los motores radiales, en los que solo se aprovecha la componente del conductor paralela al eje de giro. El rotor, por su parte, incorpora imanes permanentes colocados con una cierta excentricidad para alinearse eficazmente con los bobinados del estator.

La mayor densidad de par de las máquinas de flujo axial respecto a las de flujo radial puede atribuirse a varias razones técnicas. En primer lugar, la mayor concentración de líneas de flujo magnético en la zona activa del motor permite una interacción más efectiva entre el estator y el rotor. Mientras que en los motores radiales parte del flujo magnético se dispersa fuera del área útil, en los motores axiales casi la totalidad del campo magnético que atraviesa el entrehierro es útil. En segundo lugar, el diseño axial permite alejar el conjunto bobina-imán del eje de rotación, incrementando el momento de fuerza generado para una misma corriente. Además, estos motores suelen presentar un elevado número de polos, lo que contribuye a generar mayor par específico [44].

Gracias a estas ventajas, los motores de flujo axial están empezando a tener un impacto significativo en el mercado. En el sector de la automoción, destacan los desarrollos de la empresa YASA (Figura 2.7), especializada en motores axiales de alta densidad energética. Estos motores han sido integrados en vehículos de alto gama como los de Mercedes-Benz AMG y Lamborghini. Asimismo, su aplicación se extiende a sectores como la aviación eléctrica, donde el peso juega un papel fundamental. Ya se han probado en prototipos experimentales de Rolls-Royce, con un avión acrobático que utiliza unidades de potencia desarrollada por la empresa Evolito.



Figura 2.7: Motor de flujo axial YASA.

2.3.1.3 Máquinas multifásicas

Las máquinas eléctricas multifásicas son aquellas que poseen más de tres fases en sus devanados estatóricos. Aunque su origen se remonta a los estudios de Ward y Hulpke en 1969, no fue hasta las últimas décadas que su desarrollo ha cobrado mayor relevancia, gracias al avance en dispositivos semiconductores y en capacidades de procesamiento digital, así como al creciente interés en sistemas de propulsión eléctrica de altas prestaciones, especialmente en aplicaciones como el transporte ferroviario, la aviación eléctrica y los vehículos eléctricos de competición.

El incremento del número de fases se puede realizar mediante el rediseño del estator o simplemente rebobinando una máquina trifásica convencional, distribuyendo los devanados de forma que se obtenga una estructura n-fásica con simetría espacial. En este contexto, se ha desarrollado maquinaria de cinco, seis, nueve o más fases.

Las máquinas multifásicas presentan un conjunto de ventajas que las convierten en una alternativa competitiva frente a las máquinas trifásicas convencionales [19, 45]. A continuación, se enumeran las más relevantes:

- Alta fiabilidad operacional: Una de las características más destacadas es su tolerancia inherente a fallo. En presencia de una fase abierta, una máquina multifásica puede continuar funcionando con una pérdida mínima de rendimiento, lo que resulta especialmente ventajoso en aplicaciones donde la continuidad de servicio es crítica, como en aeronaves o vehículos eléctricos de competición.

- Mejora del par electromagnético: Gracias a una distribución espacial más uniforme de los devanados, se obtiene una fuerza magnetomotriz con menor contenido armónico, lo que se

traduce en una reducción significativa de los pulsos de par y en una operación más suave.

- Inyección controlada de armónicos: Las máquinas multifásicas permiten la inyección selectiva de armónicos en sus subespacios secundarios, técnica que puede aprovecharse para mejorar el control de par y la eficiencia electromagnética.

- Mayor número de grados de libertad en el control: Las máquinas multifásicas pueden descomponerse en múltiples subespacios ortogonales mediante transformaciones de Clarke generalizadas, lo que proporciona mayores posibilidades de control.

- Reducción de pérdidas por efecto joule: El control de los subespacios secundarios asociados a los armónicos de bajo orden permite anular las corrientes de estos subespacios reduciendo las perdidas en el cobre.

La tecnología de máquinas eléctricas multifásicas está comenzando a implantarse en el sector de la automoción [46], especialmente en vehículos eléctricos de altas prestaciones. Fabricantes como Mercedes-Benz y Koenigsegg han apostado por arquitecturas que se benefician de las ventajas de estas máquinas.



Figura 2.8: Motor hexafásico de flujo axial y radial de Koenigsegg, Dark Matter.

Mercedes-Benz ha integrado motores de flujo axial desarrollados por YASA, con topología segmentada. Presentan configuraciones dual-trifásicas y diseño segmentado que permite estrategias de control multifásicas. Destacan por su compacidad, alta eficiencia y facilidad de integración en plataformas modulares como la MMA, utilizadas en vehículos AMG eléctricos. Por su parte, Koenigsegg ha desarrollado el motor "Dark Matter" (véase figura 2.8), una máquina eléctrica hexafásica con arquitectura combinada de flujo axial y radial ("raxial flu"), que equipa al superdeportivo Gemera. Este

motor ofrece 800 CV y 1250 Nm con solo 39 kg, siendo el motor eléctrico con mayor densidad de potencia hasta la fecha. Su diseño de seis fases permite control avanzado y alta fiabilidad.

Ambos casos demuestran que las máquinas multifásicas están dejando de ser una propuesta teórica para convertirse en una solución real en automoción, alineándose directamente con los objetivos de rendimiento y eficiencia de los vehículos eléctricos de nueva generación.

2.3.2 Convertidor electrónico de potencia

Un convertidor electrónico de potencia es un dispositivo que modifica las características de una señal eléctrica – en términos de tensión, corriente y frecuencia – para adaptarlas a los requerimientos de una carga o subsistema. Según la naturaleza de la señal de entrada y salida, los convertidores se clasifican en cuatro grandes grupos: DC/DC, que convierten tensión continua en otra tensión continua de diferente nivel; AC/DC (rectificadores), que convierten corriente alterna en continua; DC/AC (inversores), que generan señales alternas a partir de una fuente continua; y AC/AC, que modifican una señal alterna en otra alterna de distinta frecuencia o amplitud.

En el caso particular de los BEV, el convertidor de tipo DC/AC es el más empleado, ya que permite transformar la energía suministrada por la batería – en forma de corriente continua – en una señal de corriente alterna, apta para alimentar la máquina eléctrica de tracción. Este proceso implica la conversión entre formas de energía, mediante el control preciso de la amplitud, frecuencia y desfase de las tensiones aplicadas, con el objetivo de regular el par y la velocidad del motor de acuerdo con las referencias del sistema de control del vehículo.

Estos convertidores se basan en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia, que permiten regular la transferencia energética de forma precisa y eficiente en tiempo real. La capacidad de adaptación dinámica que ofrecen es especialmente crítica en aplicaciones de automoción avanzada, donde se requieren sistemas compactos, ligeros y altamente eficientes que respondan con rapidez a las exigencias de carga y conducción.

Los dispositivos semiconductores son los elementos activos del convertidor. Su selección condiciona el comportamiento global del sistema en términos de eficiencia, fiabilidad, frecuencia de operación y tamaño. A lo largo de las últimas décadas se han desarrollado distintas tecnologías, entre las que destacan:

- Si-IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor): Dispositivo híbrido que combina la facilidad de control del MOSFET con la alta capacidad de conducción del BJT. Es muy utilizado en aplicaciones de media y alta potencia (400–1200 V) por su coste relativamente bajo. Su principal ventaja radica en su robustez y capacidad de conducción, aunque presenta pérdidas de conmutación relativamente elevadas, especialmente a altas frecuencias y temperaturas.

- Trench-Gate IGBT: Variante optimizada del IGBT tradicional, incorpora una arquitectura de compuerta en trinchera que mejora la densidad de corriente y reduce las pérdidas de conducción. Esta tecnología ha sido ampliamente implementada en el sector de automoción gracias a su equilibrio entre prestaciones y coste.

- Si-MOSFET (Silicon MOSFET): Adecuado para aplicaciones de baja a media potencia (típicamente hasta 200 V), destaca por su elevada frecuencia de conmutación y facilidad de control. Es muy empleado en convertidores auxiliares, cargadores embarcados y convertidores DC/DC de baja tensión.

- SiC-MOSFET/IGBT (Silicon Carbide): Representa una nueva generación de semiconductores que permite alcanzar elevada frecuencia de conmutación (hasta cientos de kHz). Permite operar a mayores tensiones y temperaturas elevadas presentando pérdidas notablemente reducidas tanto por conducción como por conmutación permitiendo convertidores más compactos y ligeros. Estas características los hacen especialmente atractivos para aplicaciones exigentes como vehículos eléctricos puesto que aunque resulten más caros, presenta grandes mejoras en el rendimiento global del sistema. En la actualidad, la mayoría de fabricantes de inversores de tracción apuestan por esta tecnología. Por ejemplo, NXP ofrece módulos inversores modulares de última generación (véase Figura 2.9a) que integran semiconductores HybridPACK^{TM} IGBT de Infineon, logrando un inversor compacto y de alta eficiencia. Otro ejemplo es el IPG5 de McLaren (Figura 2.9b), un inversor de tracción que alcanza una tensión de entrada de hasta 900 V y una corriente pico de 540 A_{rms}, operando a frecuencias de conmutación de hasta 32 kHz.

- GaN HEMT (Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor): Tecnología emergente que ofrece mejores prestaciones en terminos de eficiencia alcanzando mayores frecuencia de conmutación. Gracias a su arquitectura tipo HEMT (transistor de alta movilidad electrónica), permite tiempos de conmutación extremadamente cortos y mínimos tiempos muertos. Es especialmente prometedor en aplicaciones compactas y de alta eficiencia. Su principal desventaja es el coste elevado debido a su mayor coste de producción y al tratarse de una tecnología emergente.

La elección de la tecnología semiconductora depende de un equilibrio entre diversos factores, como los requisitos de tensión y corriente, la eficiencia energética, el coste, la densidad de potencia, la robustez térmica y la frecuencia de conmutación admisible. En el contexto competitivo de los vehículos eléctricos, los dispositivos basados en carburo de silicio (SiC) están sustituyendo progresivamente a los dispositivos de silicio (Si) en aplicaciones de alto rendimiento, al permitir un diseño más compacto,

eficiente y con menores pérdidas térmicas. Paralelamente, los dispositivos de nitruro de galio (GaN) están comenzando a irrumpir en el mercado, especialmente en aplicaciones que requieren alta frecuencia de conmutación y gran compacidad, consolidándose como una alternativa prometedora en convertidores de potencia de próxima generación.



(a) Power Inverter Control Platform Gen 2 de NXP.



(b) Inversor IPG5 800V SiC de McLaren.

Figura 2.9: Inversores de tracción eléctrica con tecnología SiC.

Una vez definidos los dispositivos activos, es fundamental seleccionar la topología de convertidor adecuada para cumplir con los requisitos funcionales del sistema. En aplicaciones de tracción eléctrica, el objetivo es convertir la energía de una fuente en corriente continua (como una batería) en corriente alterna trifásica (o multifásica), sincronizada con el funcionamiento del motor. Para ello, existen diversas topologías, siendo las más representativas:

- Inversor trifásico de dos niveles

  La arquitectura más común en aplicaciones automotrices es el inversor trifásico de dos niveles (2L-VSI). Este convertidor está compuesto por tres ramas – una por fase – , cada una de las cuales incluye dos interruptores (semiconductores de potencia) conectados en serie entre los raíles positivo y negativo del bus de continua, véase Figura 2.10a. Mediante la conmutación adecuada de estos interruptores se pueden aplicar tensiones de v_{dc} o 0 en cada fase respecto al neutro.

  Entre las ventajas destacadas de esta topología están su sencillez constructiva, la baja complejidad del esquema de control, la alta robustez y fiabilidad, así como el bajo coste de implementación. Además, ofrece una elevada eficiencia, especialmente adecuada en aplicaciones de potencia media. Sin embargo, sus principales desventajas residen en la generación de una señal de salida con alto contenido armónico (elevado THD), debido a la limitada resolución en la modulación de tensión. Como consecuencia, ciertas aplicaciones requieren el uso adicional de filtros pasivos para mejorar la calidad de la señal y reducir el impacto sobre la máquina o sobre la red.

- Convertidores multinivel

  Los inversores multinivel se han introducido como alternativa para mejorar la calidad de onda, reducir pérdidas y aumentar la eficiencia, especialmente en aplicaciones de alta tensión o alta potencia. A diferencia del convertidor de dos niveles, estos sistemas generan múltiples niveles de tensión escalonados por fase, permitiendo aproximar de manera más precisa una señal sinusoidal.

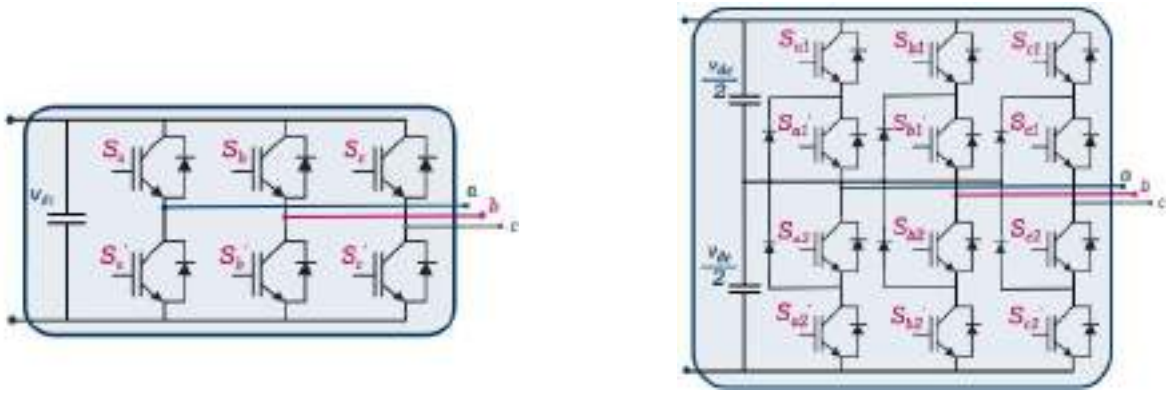
  Existen varias configuraciones multinivel [47], entre ellas:

  - *Neutral Point Clamped* (NPC): Utiliza una única fuente de tensión continua dividida mediante condensadores en serie, permitiendo obtener niveles de tensión intermedios. Los interruptores de potencia están asistidos por diodos que fijan el potencial de los puntos intermedios, posibilitando la generación de múltiples niveles de tensión a la salida [48]. En la Figura 2.10b se muestra un ejemplo con un inversor de tres niveles.
  - *Flying Capacitor* (FC): Emplea condensadores flotantes para almacenar energía y proporcionar los niveles intermedios de tensión. Los niveles de tensión se obtienen mediante la carga y descarga de condensadores, sin el uso de diodos. Esta arquitectura proporciona mayor flexibilidad en el control del flujo de energía, pero requiere una estrategia de control más compleja para garantizar que los voltajes de los capacitores se mantengan equilibrados.
  - *Cascaded H-Bridge* (CHB): Se caracteriza por estar compuesta por varios módulos conectados en serie, donde cada uno actúa como un inversor monofásico en puente H. Cada módulo es alimentado por una fuente de tensión continua independiente, lo que permite modular de forma escalonada la tensión de salida. Esta estructura es especialmente útil en sistemas que cuentan con múltiples fuentes de energía separadas.

  Las principales ventajas de esta topología son que presenta menor distorsión armónica, reduciendo la necesidad de filtrado de salida, menor esfuerzo de tensión sobre los dispositivos, posibilidad de funcionamiento con menor frecuencia de conmutación por dispositivo. En contraposición, las principales desventajas son que presenta mayor complejidad de control y modulación, un aumento del número de dispositivos activos y pasivos, y por tanto, mayor volumen y coste.

En la actualidad, dentro del sector de los vehículos eléctricos, se observa una clara tendencia hacia la integración del convertidor electrónico de potencia con la máquina eléctrica, configurando unidades de tracción compactas conocidas como sistemas integrados o accionamientos integrados (*integrated*

e-drives). Este enfoque de integración permite reducir significativamente el volumen, peso y costes asociados al cableado y los sistemas auxiliares a la vez que se reducen también la contaminación electromagnética en el vehículo, las perdidas por conducción y efectos de resonancia.



(a) Inversor de dos niveles. **(b)** Inversor de tres niveles.

Figura 2.10: Esquema de inversores de 2 y 3 niveles. Fuente: Elaboración propia.

La cercanía física entre el convertidor y el motor facilita, además, una gestión térmica más eficiente, posibilitando soluciones de refrigeración más compactas que contribuyen a mejorar la densidad energética y la fiabilidad del sistema completo. Por otro lado, esta configuración integrada simplifica la cadena de suministro, reduce el tiempo de montaje y facilita la estandarización modular de componentes dentro de plataformas de vehículos eléctricos.



(a) Sistema 6-in-1 eAxle de VALEO. **(b)** Sistema IPG5-x 800V SiC de McLaren.

Figura 2.11: Sistemas integrados con inversores de tracción eléctrica.

En este contexto, diversos fabricantes han introducido al mercado soluciones innovadoras. Por ejemplo, VALEO ofrece su sistema *6-in-1 eAxle* (Figura 2.11a), en el cual se integran en una única unidad compacta el inversor, el cargador embarcado (*On Board Charger*, OBC), el convertidor DC/DC,

la unidad de distribución de potencia (*Power Distribution Unit*, PDU), así como PMSM. Por otro lado, McLaren ofrece su sistema integrado de tracción eléctrica denominado IPG5-x (Figura 2.11b), que destaca por su elevada compacidad, alta eficiencia y alta densidad de potencia, idóneo para aplicaciones de alto rendimiento.

2.3.3 Unidad de control

En los vehículos eléctricos, la arquitectura de control del sistema de tracción adquiere un papel fundamental en la gestión eficiente, segura y dinámica de la propulsión. La unidad de control (*Electronic Control Unit*, ECU) es el elemento central que permite ejecutar estrategias avanzadas de control mediante la monitorización de señales, el procesamiento de algoritmos de control y el accionamiento de los elementos de potencia.

El sistema de control de un vehículo eléctrico se estructura generalmente de forma jerárquica y descentralizada. Esta arquitectura está compuesta por múltiples unidades de control especializadas (CU) que se comunican entre sí a través de redes de comunicación como CAN (Controller Area Network) o, en configuraciones más avanzadas, Automotive Ethernet.

Entre estas unidades destacan la **unidad de control del inversor**, que regula el accionamiento del motor eléctrico; el **sistema de gestión de la batería** (*Battery Management System*, BMS), encargado del monitoreo energético y térmico del sistema de almacenamiento; y la **unidad de control del vehículo** (*Vehicle Control Unit*, VCU), que coordina los distintos subsistemas en base a la estrategia global de control. Esta arquitectura modular ofrece importantes ventajas, tales como mayor robustez frente a fallos, escalabilidad y capacidad de diagnóstico por modulos.

En los sistemas de tracción eléctrica, la ECU que gobierna el inversor de potencia es crítica para garantizar un comportamiento dinámico óptimo. Esta unidad recibe señales de entrada como las corrientes de fase (medidas mediante sensores tipo Hall), la posición o velocidad angular del rotor (mediante encoders incrementales o resolvers), la tensión del bus de continua y la referencias de par o velocidad enviadas por la VCU.

En base a estas entradas, la ECU implementa esquemas de control avanzados, ajustando las señales PWM que actúan sobre los interruptores del convertidor electrónico. Este proceso requiere una elevada capacidad de procesamiento en tiempo real, por lo que se usan microcontroladores de altas prestaciones o procesadores digitales de señal (*Digital Signal Processors*, DSP), como los de la serie TMS320F28xxx de Texas Instruments. Alternativamente, fabricantes como Infineon (con su línea AURIX), NXP (con la serie S32K) o STMicroelectronics (con los STM32H7) ofrecen soluciones optimizadas para automoción, incluyendo controladores multicore y soporte para tareas críticas temporizadas.

El BMS constituye una de las unidades de control más críticas del vehículo. Sus funciones incluyen monitoreo en tiempo real de tensión, corriente y temperatura por celda, estimación del estado de carga (State of Charge, SoC) y estado de salud (State of Health, SoH), detección de condiciones de fallo (sobretensión, sobrecorriente, temperatura excesiva), balanceo activo o pasivo de celdas para evitar desequilibrios y gestión de carga y descarga. La integración del BMS con el resto del sistema de control se realiza mediante protocolos robustos como CAN, permitiendo ajustar la estrategia de tracción en función del estado energético del sistema.

2.3.4 Baterías

La evolución de las baterías en vehículos eléctricos ha sido uno de los pilares fundamentales en el desarrollo de la movilidad sostenible. Esta ha condicionando aspectos fundamentales de los vehículos eléctricos como la autonomía, la eficiencia, el coste y la seguridad. La evolución de las tecnologías de baterías ha sido determinante en la transición hacia una movilidad sostenible, desde las primeras celdas electroquímicas del siglo XIX hasta los actuales desarrollos de baterías de estado sólido y químicas alternativas emergentes.

La primera batería recargable con tecnología de plomo-ácido, fue inventada por Gaston Planté en 1859 [11]. Aunque rudimentaria y con baja densidad energética (30–50 Wh/kg), permitió el desarrollo de los primeros vehículos eléctricos a comienzos del siglo XX, como el Baker Electric. A pesar de su bajo coste y robustez, el elevado peso y el escaso rendimiento energético limitaron su adopción más allá de usos específicos.

Durante el siglo XX surgieron nuevas tecnologías como las baterías de níquel-cadmio (Ni-Cd) y posteriormente las de níquel-metal hidruro (NiMH), las cuales mejoraron la densidad energética y la fiabilidad, aunque presentaban inconvenientes como el efecto memoria o el impacto ambiental del cadmio [49]. Las baterías NiMH fueron ampliamente adoptadas en vehículos híbridos de primera generación, como el Toyota Prius (1997).

La revolución tecnológica en baterías se produjo en 1991 con la comercialización de las baterías de ion-litio (Li-ion), impulsadas inicialmente por la industria electrónica. Estas baterías aportaron una densidad energética mucho mayor (150–270 Wh/kg), menor peso, buena durabilidad y una eficiencia notable. Estas características favorecieron su adopción en el sector de la automoción, dando lugar a los actuales sistemas de almacenamiento basados en baterías de alta tensión de ion-litio, ampliamente utilizados en vehículos eléctricos (Figura 2.12) [50]. Variantes como NMC (níquel-manganeso-cobalto) y NCA (níquel-cobalto-aluminio) ofrecen alto rendimiento, mientras que la química LFP (litio-ferrofosfato), más segura y duradera, gana protagonismo en vehículos urbanos y de bajo coste.



Figura 2.12: Baterías de alta tensión de ion-lítio. Fuente: carwow.

En los últimos años, se ha perfeccionado la tecnología LFP mediante diseños estructurales innovadores como la Blade Battery de BYD, que mejora la seguridad y la densidad volumétrica. Además, se está investigando baterías de sodio-ión (Na-ion), que ofrecen menor coste y mayor sostenibilidad medioambiental, aunque con menor densidad energética.

La siguiente etapa evolutiva se centra en el desarrollo de baterías de estado sólido. Estas eliminan el electrolito líquido tradicional, mejorando sustancialmente la seguridad térmica, permitiendo mayores densidades energéticas (300–500 Wh/kg) y habilitando procesos de carga ultrarrápida. Compañías como Toyota, Nissan y Mercedes-Benz lideran el desarrollo de prototipos avanzados en este ámbito. De forma paralela, tecnologías como las baterías de litio-metal, litio-azufre (Li-S), y las basadas en grafeno se posicionan como futuras alternativas de altas prestaciones [51].

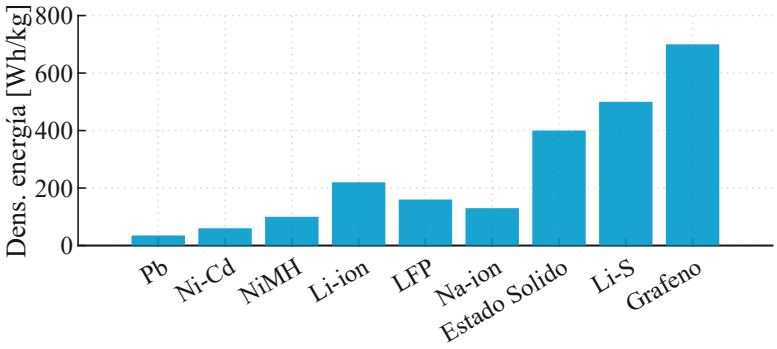


Figura 2.13: Densidad energética de los tipos de tecnologías de celdas de baterías. Fuente: Elaboración propia.

Por otro lado, en el contexto de las baterías de los vehículos eléctricos, su modelado es de gran interes a la vez constituye una tarea compleja debido a su comportamiento altamente no lineal, dependiente del estado de carga (SoC), temperatura, corriente de carga/descarga y envejecimiento (SoH). A pesar de dicha complejidad, el desarrollo de modelos precisos y representativos resulta

fundamental para diversos fines dentro del diseño y control del sistema de potencia del vehículo eléctrico, entre los cuales cabe destacar:

- El dimensionado del sistema de almacenamiento energético en función de los requerimientos dinámicos del sistema de tracción.
- La integración con esquemas de control avanzados, permitiendo validar estrategias de gestión de energía, reparto de potencia entre ejes y frenada regenerativa.
- El diseño, validación y puesta a punto del sistema de gestión de batería (BMS), encargado del balance de celdas, la monitorización térmica y la protección frente a condiciones extremas.
- La implementación de entornos de simulación en lazo cerrado mediante técnicas *Hardware-in-the-Loop* (HIL), que permiten verificar algoritmos de control sin necesidad de disponer del sistema físico completo.
- La estimación de la autonomía del vehículo bajo distintos perfiles de conducción y condiciones ambientales, aspecto esencial para optimizar la gestión energética del sistema.

Capítulo 3

Modelado del vehículo

Contenido

3.1. Dinámica vehicular **36**
3.1.1. Fuerzas de tracción 37
3.1.2. Fuerzas de resistencia 39
3.1.3. Ecuación dinámica 41
3.1.4. Transferencia de carga 42
3.1.5. Dinámica en curva 44
3.1.6. Contacto con el terreno 46
3.2. Tren de transmisión **47**
3.3. Reparto de par en rueda **49**
3.3.1. Diferencial convencional 49
3.3.2. *Torque vectoring* 50

El modelado de un sistema es una herramienta fundamental en el desarrollo de tecnologías avanzadas, ya que permite representar matemáticamente el comportamiento de un sistema físico, facilitando su análisis y optimización. En el caso de los vehículos eléctricos, el desarrollo de modelos detallados resulta de vital importancia para el diseño, la evaluación del rendimiento y validación de estrategias de control avanzadas.

Uno de los principales beneficios del modelado de un vehículo eléctrico es la posibilidad de realizar simulaciones computacionales que permiten estudiar su comportamiento en diversas condiciones sin la necesidad de realizar pruebas experimentales. Esto no solo reduce significativamente los costos asociados a las pruebas en pista, sino que también acelera el proceso de desarrollo al facilitar la evaluación de diferentes configuraciones y estrategias antes de su implementación en un entorno real. La capacidad de predecir el desempeño del vehículo ante distintas situaciones proporciona una ventaja competitiva en la optimización de su eficiencia y fiabilidad del diseño.

Además, la existencia de un modelo suficientemente preciso es clave para el diseño de algoritmos de control. Por ejemplo, permite ensayar y ajustar sistemas de control para el motor eléctrico, asegurando una gestión energética óptima, así como desarrollar estrategias avanzadas para la distribución óptima del par en las ruedas. Mediante la simulación de estos esquemas de control, es posible evaluar su desempeño y refinar los algoritmos antes de su implementación, minimizando riesgos y tiempos de ajuste para la puesta en marcha del sistema real.

En este capítulo, se desarrollan los fundamentos teóricos del modelado de un vehículo eléctrico de tres grados de libertad, definiendo las ecuaciones que gobiernan su comportamiento. En el Capítulo 5 se aborda la implementación del modelo en *MATLAB/Simulink*.

3.1 Dinámica vehicular

La dinámica vehicular constituye un pilar fundamental en la ingeniería automotriz moderna, integrando principios físicos, modelos matemáticos avanzados y tecnologías emergentes para comprender y predecir el comportamiento de un vehículo bajo diversas condiciones operativas. Este campo multidisciplinario aborda la interacción entre fuerzas, momentos, componentes mecánicos y sistemas de control, cuyo estudio sistemático permite optimizar el desempeño, la seguridad y la eficiencia de los vehículos. En un contexto global donde la movilidad enfrenta desafíos sin precedentes – desde la electrificación del sistema de propulsión hasta la integración de sistemas autónomos – , el modelado dinámico emerge como una herramienta indispensable.

El modelado dinámico de un vehículo se fundamenta en la aplicación de leyes mecánicas clásicas, como las ecuaciones de Newton-Euler, combinadas con teorías de control automático y análisis de sistemas no lineales. Su objetivo primordial es caracterizar las respuestas del vehículo ante entradas externas (p. ej., maniobras del conductor, perturbaciones del terreno) e internas (p. ej., torque del motor, fuerzas de frenado), considerando variables críticas como la adherencia neumático-terreno, la distribución de cargas, la aerodinámica y la elasticidad estructural.

Un aspecto distintivo de la dinámica vehicular radica en su enfoque modular. Por ejemplo, el análisis longitudinal examina la transferencia de energía en aceleración y frenado, vinculando la potencia

del motor con las resistencias al avance. En contraste, la dinámica lateral estudia la estabilidad y la respuesta en curvas, donde fenómenos como el subviraje[1] y sobreviraje[2] emergen de la no linealidad en la relación entre ángulos de deslizamiento y fuerzas laterales.

Adicionalmente, la dinámica vertical estudia la interacción entre la suspensión y el chasis, crucial para mitigar vibraciones y garantizar confort sin comprometer el contacto de los neumáticos con la superficie. No obstante, este componente no ha sido incluido en el modelo planteado en este trabajo, al no tener un impacto significativo sobre las variables dinámicas asociadas a los sistemas objeto de estudio.

La evolución tecnológica ha enriquecido estas metodologías con herramientas computacionales como *MATLAB/Simulink*, *CarSim*, o *CarMaker*, que permiten simular escenarios virtuales con gran precisión. Estos avances no solo facilitan el diseño iterativo de vehículos, sino que también impulsan innovaciones en sistemas de seguridad activa (p. ej., control electrónico de estabilidad, conducción autónoma) y arquitecturas de propulsión innovadoras (híbridas, eléctricas).

En este proyecto, se desarrollará un marco de modelado dinámico integral, abordando desde la formulación de ecuaciones diferenciales no lineales hasta la implementación de estrategias de control avanzadas.

3.1.1 Fuerzas de tracción

Las fuerzas de tracción constituyen el conjunto de esfuerzos longitudinales generados en la interacción neumático-pavimento, responsables de propulsar el vehículo y vencer las resistencias al movimiento. Este fenómeno es fundamental en la dinámica longitudinal, donde la interacción entre el par entregado por el sistema de propulsión, las características del neumático y las condiciones de adherencia definen la capacidad de aceleración, frenado y eficiencia energética del vehículo. Analizar estas fuerzas implica abordar un equilibrio complejo entre la potencia disponible, la distribución de cargas verticales y los límites físicos impuestos por la fricción disponible.

La fuerza de tracción es producida por el par electromagnético del motor. Este genera un par de tracción en la rueda (ecuación 3.1) al que se le opone la fuerza de arrastre de la calzada haciendo equilibrio de fuerzas, véase Figura 3.1.

$$F_t = \frac{T_t}{R} = \frac{T_e i_g i_0 \eta_T}{R} \tag{3.1}$$

siendo:

[1] Fenómeno que se produce durante la conducción cuando las ruedas de las parte delantera pierden adherencia y el vehículo realiza un trazo de la curva más ancho de lo esperado.

[2] Fenómeno que ocurre cuando las ruedas de la parte trasera pierden adherencia y el vehículo gira más de lo esperado.

T_t: par de tracción en rueda.
T_e: par eléctrico de salida del motor.
i_g: relación de transmisión.
i_0: relación final.
η_T: eficiencia mecánica del tren de transmisión.
R: radio de las ruedas.

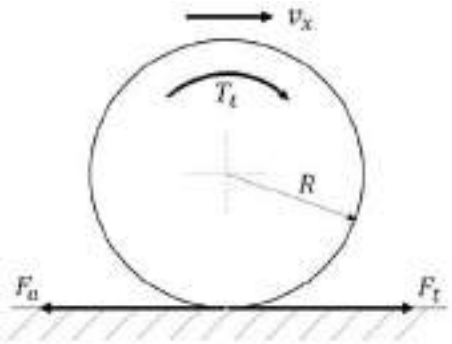


Figura 3.1: Fuerza de tracción en una rueda [2].

En este caso, cuando la rueda desliza, es decir, aumenta su velocidad de giro transfiriendo el mismo par de agarre, los motores eléctricos consume más potencia conforme se aumenta la velocidad para un par constante. Esto resulta realmente ineficiente puesto que implica un incremento del consumo de potencia sin aumentar el par útil. En las curvas características de los motores eléctricos, el par nominal es constante conforme se aumenta la velocidad aumentando la potencia. Esto ocurre hasta alcanzar la velocidad nominal, a partir de aquí habría que operar la máquina en condiciones de *flux-weakening* disminuyendo el par permitiendo aumentar la velocidad para mantener la potencia constante en su valor nominal. En la Figura 3.2 se muestra la curva característica de ejemplo del motor EMRAX 188HV LC.

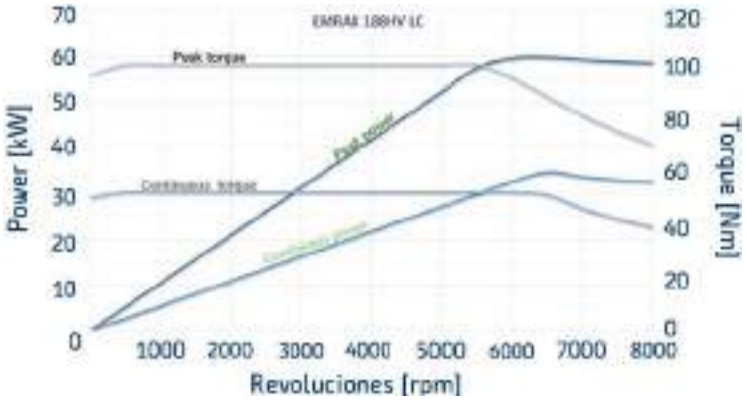


Figura 3.2: Curva característica del motor eléctrico EMRAX 188HV LC. Fuente: EMRAX.

3.1.2 Fuerzas de resistencia

Cuando un vehículo está circulando, se encuentran con un conjunto de fuerzas que se oponen al movimiento. Ser capaz de determinar la fuente de estas fuerzas de resistencia es clave para poder estudiarlas y tratar de reducirlas permitiendo aumentar así la eficiencia del vehículo. Entre ellas encontramos la resistencia de rodadura, la resistencia aerodinámica, la resistencia producida por la gravedad en una pendiente y la inercia. En los siguientes subapartados se detalla cada una de estas fuerzas resistentes.

3.1.2.1 Resistencia de rodadura

La resistencia de rodadura es una de las principales fuerzas que se oponen al movimiento de un vehículo, y tiene su origen en la deformación elástica del neumático durante el contacto con la calzada. Este fenómeno genera una distribución de presiones asimétrica en la dirección de rodadura, debido a la histéresis del material del neumático.

Con el avance de la rodadura, la presión ejercida en la parte frontal de la huella de contacto es mayor que en la parte posterior, lo que provoca un desplazamiento del punto de aplicación de la fuerza normal F_z con respecto al centro de la rueda. Esta excentricidad, de valor b, genera un momento resistente al avance, tal como se ilustra en la Figura 3.3a. Este momento puede representarse mediante un par de resistencia al rodamiento T_f, equivalente a trasladar la fuerza normal al centro de la rueda y aplicar un par opuesto, como se representa en la Figura 3.3b.

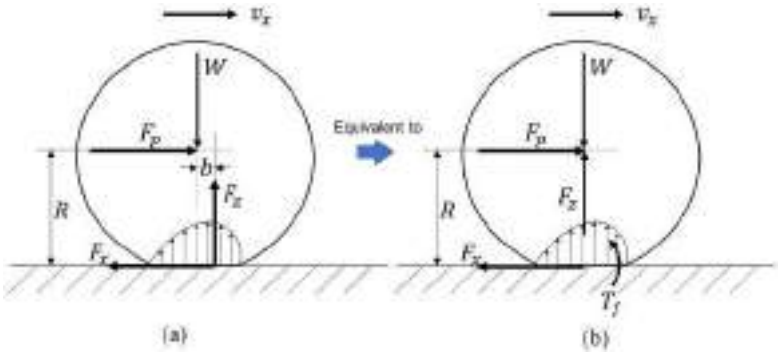


Figura 3.3: Distribución de presión que opone la fuerza de rodadura [2].

La fuerza de resistencia a la rodadura F_f puede modelarse como el cociente entre el par de resistencia generado por dicha excentricidad y el radio efectivo de la rueda, obteniéndose la siguiente expresión:

$$F_f = \frac{b}{R} F_z \;\rightarrow\; F_f = f_r F_z, \tag{3.2}$$

donde F_f es la fuerza de resistencia a la rodadura [N], F_z es la carga normal sobre la rueda [N] y f_r el coeficiente de resistencia a la rodadura. Este coeficiente no es constante, sino que depende en gran medida de la velocidad longitudinal del vehículo, así como de otros factores como el tipo de neumático, la presión de inflado y el estado de la calzada. En este trabajo se adopta un modelo cuadrático en función de la velocidad v_x, que permite captar de forma aproximada el incremento de la resistencia con la velocidad:

$$f_r = (f_{r0} + f_{r1} v_x^2), \tag{3.3}$$

siendo:

- f_{r0}: termino independiente del coeficiente de rodadura $(0,015)$.
- f_{r1}: termino dependiente de la velocidad $(7 \cdot 10^{-6} s^2/m^2)$.

3.1.2.2 Resistencia aerodinámica

La resistencia aerodinámica constituye una de las principales fuerzas que se oponen al avance de un vehículo, influyendo de forma significativa en su eficiencia energética, estabilidad y vibraciones. Aunque esta fuerza tiene componente vertical y longitudinal, en el presente estudio se considera únicamente la componente longitudinal, por ser la que opone resistencia al movimiento.

La resistencia al aire proviene de dos fuentes principales: la resistencia por presión y la fricción viscosa. La resistencia por presión corresponde al componente longitudinal de la fuerza resultante de la distribución de presión del aire que actúa sobre la superficie del vehículo. Por su parte, la fricción viscosa es el componente longitudinal de la fuerza resultante de la viscosidad tangencial del aire en contacto con la superficie del vehículo. De forma resumida, la ecuación que gobierna la resistencia aerodinámica es:

$$F_d = \frac{1}{2} \rho C_D A v_r^2, \tag{3.4}$$

siendo:

- ρ: densidad del aire.
- C_D: coeficiente de resistencia del aire.
- A: área frontal del vehículo.
- v_r: velocidad relativa del vehículo con el aire.

Este modelo permite captar con buena aproximación el comportamiento no lineal de la resistencia aerodinámica, cuya magnitud crece cuadráticamente con la velocidad relativa, lo que la convierte en el principal factor limitante a altas velocidades de operación.

3.1.2.3 Resistencia por la gravedad

La carretera puede presentar desniveles, de forma que la fuerza de gravedad sobre la propia masa del vehículo puede provocar fuerzas que se oponga o favorezca al movimiento longitudinal del vehículo dependiendo del valor de la pendiente:

$$F_s = mg \sin \alpha \tag{3.5}$$

siendo:

- m: masa del vehículo.
- g: gravedad.
- α: ángulo de la pendiente de la calzada en la dirección longitudinal.

3.1.2.4 Resistencia de inercia

La resistencia de inercia representa el esfuerzo producido por la variación de velocidad de una masa, e incluye no solo la aceleración lineal de la masa del conjunto, sino también los efectos de las masas rotativas asociadas al tren de transmisión y a los componentes giratorios, como ruedas, reductores y motor. Este efecto global puede representarse mediante la ecuación 3.6.

$$F_a = \delta m \frac{dv}{dt} \tag{3.6}$$

Esta expresión es una simplificación en la que se usa el termino δ que representa las dos componentes inerciales principales mencionadas anteriormente, véase ecuación 3.7.

$$\delta = 1 + \frac{\sum J_{wh}}{mR^2} + \frac{\sum J_{eq} i_g^2 \eta_T}{mR^2} \tag{3.7}$$

siendo J_{wh} la inercia de los elementos que giran con cada rueda del vehículo y J_{eq} la inercia del conjunto de la transmisión en el eje principal.

3.1.3 Ecuación dinámica

A partir del análisis de las fuerzas que actúan sobre el vehículo en la dirección longitudinal, puede establecerse el equilibrio dinámico mediante la suma de todas las componentes consideradas: la fuerza de tracción generada por el sistema de propulsión y las resistencias al avance debidas a rodadura, pendiente, aerodinámica e inercia. La ecuación general resultante se expresa como:

$$F_t = F_f + F_s + F_d + F_a \tag{3.8}$$

siendo:

- F_t: fuerza de tracción.
- F_f: fuerza de rodadura.
- F_d: fuerza aerodinámica (*drag*).
- F_s: fuerza de gravedad debido a la pendiente.
- F_a: fuerza de inercia debido a la aceleración.

Sustituyendo cada uno de los términos según sus expresiones definidas en apartados anteriores, se obtiene la ecuación dinámica completa del vehículo:

$$\frac{T_e i_g i_0 \eta_T}{R} = mgf\cos\alpha + mg\sin\alpha + \frac{1}{2}\rho C_D A v^2 + \delta m\frac{dv}{dt} \tag{3.9}$$

siendo:

- T_e: par eléctrico de salida del motor.
- i_g: relación de transmisión.
- i_0: relación final.
- η_T: eficiencia mecánica del tren de transmisión.
- R: radio de las ruedas.

Esta expresión establece el vínculo directo entre el par suministrado por el sistema de propulsión y las diferentes fuerzas que se oponen al movimiento.

3.1.4 Transferencia de carga

La transferencia de carga es un fenómeno dinámico que ocurre cuando el vehículo experimenta aceleraciones longitudinales o laterales, provocando un desplazamiento temporal de las fuerzas normales que actúan sobre las ruedas. Este efecto influye directamente en la adherencia disponible en cada rueda y, por tanto, en la capacidad de tracción, frenado y estabilidad del vehículo.

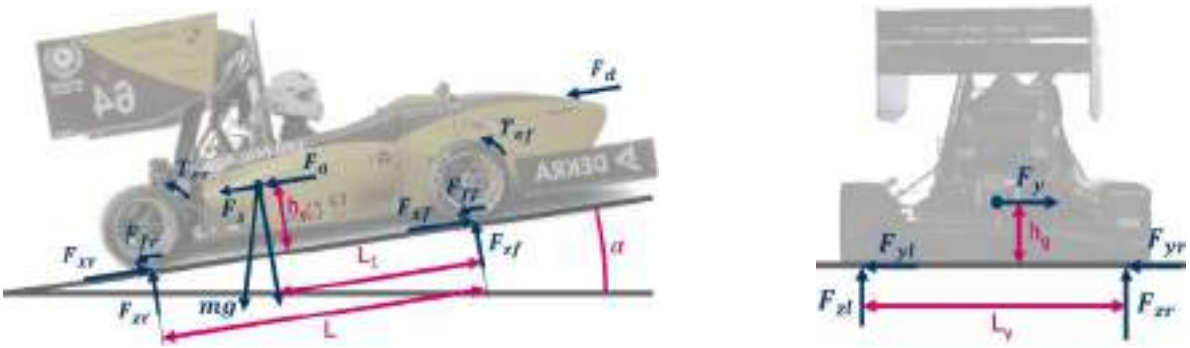
3.1.4.1 Transferencia de carga longitudinal

La fuerza de reacción del suelo sobre las ruedas motrices depende principalmente de la estructura general del vehículo, la forma de la carrocería, la pendiente de la carretera, la aerodinámica y las condiciones de conducción. La Figura 3.4 ilustra las fuerzas involucradas que actúan sobre un vehículo eléctrico con tracción en las cuatro ruedas.

En este contexto, la fuerza normal sobre el eje delantero $F_{z,f}$ y sobre el eje trasero $F_{z,r}$ pueden expresarse respectivamente como:

$$F_{z,f} = mg\left(\frac{L_2}{L}\cos\alpha - \frac{h_g}{L}\sin\alpha\right) - \left(\frac{mh_g}{L} + \frac{\sum J_T}{LR}\right)\frac{dv}{dt} - \frac{mgRf_r}{L}\cos\alpha - \frac{1}{2}C_{Lf}\rho_{air}Av^2 \tag{3.10}$$

$$F_{z,r} = mg\left(\frac{L_2}{L}\cos\alpha + \frac{h_g}{L}\sin\alpha\right) + \left(\frac{mh_g}{L} + \frac{\sum J_T}{LR}\right)\frac{dv}{dt} + \frac{mgRf_r}{L}\cos\alpha - \frac{1}{2}C_{Lr}\rho_{air}Av^2 \tag{3.11}$$



(a) Fuerzas longitudinales. **(b)** Fuerzas transversales.

Figura 3.4: Transferencia de carga en el vehículo. Fuente: Elaboración propia.

3.1.4.2 Transferencia de carga trasversal

Cuando el vehículo gira, se produce una transferencia lateral de carga entre las ruedas del mismo eje. Esta redistribución afecta la adherencia en las ruedas internas y externas de la curva, especialmente en maniobras a alta velocidad o con cambios bruscos de trayectoria.

La Figura 3.4b ilustra el diagrama de fuerzas que permite deducir el modelo simplificado. Aplicando equilibrio de momentos respecto al punto de proyección del centro de gravedad sobre el plano horizontal y equilibrio de fuerzas verticales, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} \sum M = 0 \;\; ; \;\; F_z(1-\gamma)\frac{L_y}{2} - F_z\gamma\frac{L_y}{2} + F_y h_g + \frac{J_x}{h_g}\frac{dv_y}{dt} = 0 \\ \sum F = 0 \;\; ; \;\; F_z(1-\gamma) + F_z\gamma = mg \rightarrow F_z = mg \end{cases} \tag{3.12}$$

De modo que, a partir de las expresiones anteriores se obtiene el coeficiente de reparto de carga entre las ruedas de cada lateral,

$$\gamma = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{F_y h_g + \frac{J_x}{h_g}\frac{dv_y}{dt}}{F_z \frac{L_y}{2}}\right) \tag{3.13}$$

siendo:

- a_y: aceleración lateral.
- h_g: altura del centro de gravedad.
- L_y: ancho de vía.
- J_x: momento de inercia de balanceo del vehículo.

3.1.5 Dinámica en curva

El comportamiento dinámico del vehículo en maniobras de giro depende en gran medida de las interacciones entre el ángulo de dirección, las fuerzas laterales en los neumáticos y las condiciones de adherencia. Una herramienta ampliamente utilizada para analizar esta dinámica es el modelo simplificado de dos grados de libertad (2-DOF), conocido como modelo de bicicleta (Figura 3.5), en el que se asume que el movimiento del vehículo se desarrolla exclusivamente en el plano X-Y, despreciando las oscilaciones en el eje vertical (Z) y los efectos de cabeceo y balanceo.

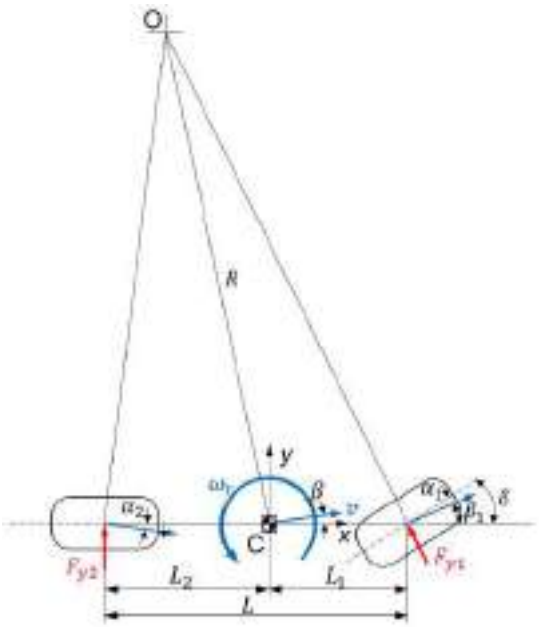


Figura 3.5: Modelo de vehículo de dos ruedas [2].

Para obtener el modelo dinámico, se aplica el equilibrio de fuerzas en el plano X-Y y equilibrio de momentos en el centro de gravedad del vehículo con respecto al eje Z, según las tres ecuaciones fundamentales siguientes:

$$\begin{cases} \sum F_x = ma_x \\ \sum F_y = ma_y \\ \sum T_z = J_z \dot{\omega}_r \end{cases} \tag{3.14}$$

Despejando cada componente se obtiene la ecuación 3.15 donde se relacionan las diferentes variables que definen la dinámica de curva como son las fuerzas longitudinales de tracción de las ruedas, las fuerzas transversales y el angulo de dirección.

$$\begin{cases} F_{x,f}\cos\delta \ + F_{x,r} - F_{y,f}\sin\delta - F_{resistentes} = m(\dot{v}_x - v_y\omega_r) \\ F_{y,f}\cos\delta \ + F_{y,r} + F_{x,f}\sin\delta = m(\dot{v}_y + v_x\omega_r) \\ L_1(F_{y,f}\cos\delta \ + F_{x,f}\sin\delta) - L_2F_{y,r} + M_z = J_z\dot{\omega}_r \end{cases} \tag{3.15}$$

Además, se considera el momento generado por la variación de reparto de par en rueda M_z, que sigue la expresión de la ecuación 3.25 y es la variable fundamental a controlar en sistemas de control de *torque vectoring* como se mostrará en el Apartado 3.3.2.

Se asume que el ángulo de deslizamiento del vehículo β, definido como el ángulo entre la dirección del eje longitudinal del vehículo y la velocidad resultante en el plano horizontal del sistema de referencia a bordo del vehículo, es suficientemente pequeño para aproximarse mediante la ecuación 3.16.

$$\beta \approx \frac{v_y}{v_x} \tag{3.16}$$

A partir de esta aproximación, es posible calcular los ángulos de deslizamiento en las ruedas delanteras y traseras (α_f, α_r, respectivamente), empleando las siguientes expresiones [52, 53]:

$$\begin{cases} \alpha_f = \beta + \frac{L_1}{v}\omega_r - \delta \\ \alpha_r = \beta - \frac{L_2}{v}\omega_r \end{cases} \tag{3.17}$$

3.1.6 Contacto con el terreno

La interacción entre los neumáticos y la calzada determina la capacidad del vehículo para generar fuerzas longitudinales y laterales, siendo por tanto fundamental en el diseño de estrategias de control. Uno de los parámetros clave para describir esta interacción es el índice de deslizamiento longitudinal o slip ratio, que se define como:

$$sr = \frac{\omega_w R - v_x}{\omega_w R} \tag{3.18}$$

Este índice toma valores próximos a cero cuando no existe deslizamiento, y se acerca a ± 1 en condiciones de deslizamiento total. La relación entre el índice de deslizamiento y el coeficiente de adherencia se representa mediante una curva característica, como la mostrada en la Figura 3.6. Inicialmente, el coeficiente de adherencia crece linealmente con el deslizamiento, alcanzando un máximo (límite de adherencia) y posteriormente disminuye ligeramente hasta estabilizarse en un valor constante, correspondiente al deslizamiento puro. La fuerza longitudinal generada se relaciona con la carga vertical a través de la expresión:

$$F_x = f \cdot F_z \tag{3.19}$$

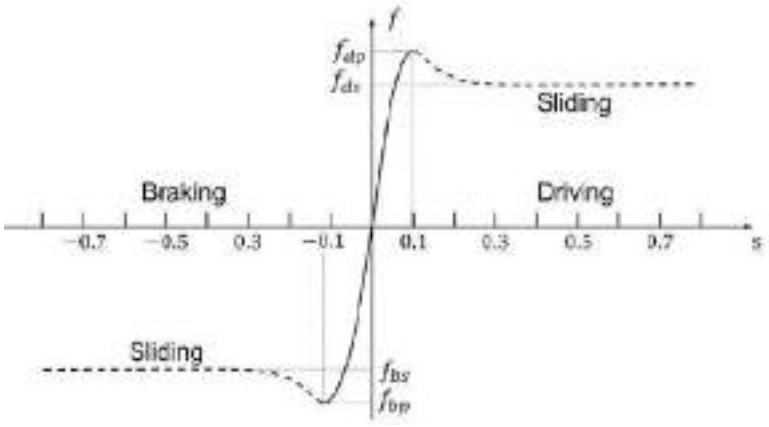


Figura 3.6: Curva de adhesión de Pacejka [2]

En cuanto al calculo de la fuerza lateral se emplea el modelo empírico propuesto por Bakker, Nyborg y Pacejka en 1987. Este modelo ha demostrado un gran ajuste con el comportamiento real de los neumáticos, aunque su formulación resulta compleja y requiere datos experimentales para ajustar las expresiones matemáticas propuestas [54].

La expresión general utilizada para estimar la fuerza lateral F_y con el angulo de deriva α para diferentes condiciones de carga vertical es:

$$F_y = D \cdot \sin(C \cdot \arctan(B \cdot \Phi)) + S_v, \tag{3.20}$$

donde la variable Φ presenta la siguiente expresión:

$$\Phi = (1 - E) \cdot (\alpha + S_h) + \frac{E}{B} \arctan(B(\alpha + S_h)), \tag{3.21}$$

siendo:

- α: el ángulo de deslizamiento de la rueda.
- D: el factor de pico.
- C: el factor de forma.
- B: el factor de rigidez.
- E: el factor de curvatura.
- S_h: el desplazamiento horizontal.
- S_v: el desplazamiento vertical.

3.2 Tren de transmisión

Para modelar adecuadamente la respuesta dinámica del par transmitido a las ruedas a partir del par electromagnético del motor, es imprescindible tener en cuenta los elementos mecánicos que conforman el tren de transmisión. Su influencia se incorpora al modelo mediante la inclusión de sus respectivas inercias y coeficientes de amortiguamiento viscoso, los cuales dependen del tipo de transmisión y de la geometría de los componentes acoplados.

En este trabajo se considera un esquema de motor en rueda, en el que se consideran las inercias y los amortiguamientos viscosos de un motor en rueda del kit AMK, al que se le acopla un reductor planetario de precisión *PAII 142* de una etapa de APEX DYNAMICS, INC. Luego, acoplado a la salida del reductor se encuentra el buje y la rueda, véase Figura 3.7. En la Tabla 3.1 se presentan los valores de las inercias de los elementos descritos.

Motor (J_m)	Entrada reductor ($J_{p,in}$)	Salida reductor ($J_{p,out}$)	Buje (J_b)	Rueda (J_r)
2,74	10,90	4,94	3,84	199,92

Tabla 3.1: Inercias de tren de tracción en $kg \cdot m^2$.

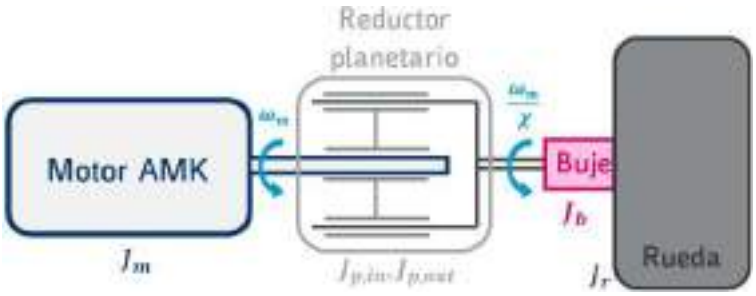


Figura 3.7: Esquema del tren de tracción de una rueda. Fuente: Elaboración propia.

Con esta disposición se tienen por un lado las inercias del motor y el eje de entrada del reductor planetario y por otro lado las inercias de los elementos de salida del reductor planetario junto con el buje y la rueda. Cada uno de estos conjuntos operará a una velocidad diferente estando relacionada por la relación de transmisión, siendo también diferente el par, presentando un mayor par en la rueda. Para modelar el tren de tracción, en primer lugar se realiza el balance de par en el lado del motor, ecuación 3.22.

$$\sum T = 0 \;\; ; \;\; T_e = J_M \frac{d\omega_m}{dt} + B \cdot \omega_m + T_R \tag{3.22}$$

siendo:

- T_e: par electromagnético del motor.
- J_M: inercia del conjunto del motor y el eje de entrada del reductor planetario.
- B_M: coeficiente viscoso del conjunto del motor y el eje de entrada del reductor planetario.
- T_R: par resistente de la tracción con la calzada y asociado a las inercias del conjunto de rueda, buje y salida del reductor planetario.

Luego, reordenando términos se obtiene la ecuación 3.23, y finalmente en la ecuación 3.24 se obtiene el par resistente considerando las inercias de los elementos que giran en sincronismo con el neumático y el par de tracción trasferido a la calzada.

$$J_M \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_R - B \cdot \omega_m \tag{3.23}$$

$$T_R = \frac{1}{\chi}\left(J_R \frac{\dot{\omega}_m}{\chi} + B_R \frac{\omega_m}{\chi} + T_{Wh,Slip} \right) \tag{3.24}$$

siendo:

χ: relación de transmisión del reductor planetario.
J_R: inercia del conjunto de rueda, buje y salida del reductor planetario.
B_R: coeficiente viscoso del conjunto de rueda, buje y salida del reductor planetario.
$T_{Wh,Slip}$: par de tracción de la iteración con la calzada.

Finalmente, estas ecuaciones constituyen el modelo dinámico completo del tren de tracción, que será utilizado en el entorno Simulink para la implementación en el simulador.

3.3 Reparto de par en rueda

El reparto de par en las ruedas motrices es un aspecto clave en el diseño y control de vehículos eléctricos de alto rendimiento, especialmente aquellos con tracción total. La forma en que se distribuye el par entre los distintos ejes y ruedas individuales afecta directamente a la capacidad de tracción, la eficiencia energética, la estabilidad en curva y la respuesta dinámica del vehículo en condiciones exigentes.

Tradicionalmente, los vehículos de tracción total incorporan sistemas de distribución de par basados en diferenciales mecánicos pasivos, que permiten compensar diferencias de velocidad entre ruedas. No obstante, estos mecanismos presentan limitaciones en términos de control activo y respuesta dinámica.

El desarrollo de vehículos eléctricos con motores independientes por rueda ha abierto nuevas posibilidades en la gestión del par, permitiendo implementar esquemas de control avanzados basados en *torque vectoring*. Este enfoque consiste en regular de forma activa y diferenciada el par aplicado a cada rueda, generando momentos de guiñada adicionales que mejoran la estabilidad y el comportamiento en curva.

En este apartado se analizan dos enfoques representativos: el reparto de par mediante un diferencial convencional y el control activo mediante *torque vectoring*. Se presentan los fundamentos teóricos de esta estrategia, sus implicaciones dinámicas y su integración dentro del modelo vehicular implementado.

3.3.1 Diferencial convencional

El diferencial convencional constituye uno de los mecanismos fundamentales del tren de transmisión en vehículos con un solo motor por eje. Su función principal es permitir que las ruedas motrices giren a distintas velocidades cuando el vehículo describe una trayectoria curva, evitando así el deslizamiento no deseado entre el neumático y la calzada que se produce como consecuencia de la diferencia de radios de giro entre las ruedas del mismo eje.

En condiciones de circulación en línea recta, ambas ruedas motrices giran a la misma velocidad. Sin embargo, al tomar una curva, la rueda exterior debe recorrer un trayecto mayor que la interior, lo que implica una diferencia de velocidades angulares. Si no existiera un mecanismo que permitiera compensar dicha diferencia, las ruedas estarían forzadas a girar solidariamente, generando importantes esfuerzos de deslizamiento en la interfaz neumático-calzada, lo que se traduce en desgaste prematuro, pérdida de adherencia y disminución de la eficiencia energética del sistema. El diferencial resuelve esta problemática permitiendo que cada rueda gire a una velocidad angular diferente, manteniendo al mismo tiempo la continuidad del par de tracción transmitido.

El diferencial mecánico convencional actúa como un mecanismo puramente pasivo de reparto de par. El par de entrada se transmite al conjunto de ruedas a través de un tren planetario compuesto por engranajes cónicos (corona, planetarios y satélites), de manera que, en ausencia de deslizamientos significativos, el par se reparte equitativamente entre ambas ruedas motrices, independientemente de la adherencia de cada una. Esta característica puede resultar desfavorable en determinadas situaciones dinámicas – por ejemplo, en suelos deslizantes o de baja adherencia – , ya que el par máximo transmitido queda limitado por la rueda con menor tracción.

En resumen, el diferencial convencional proporciona una solución mecánica sencilla y eficaz para asegurar el reparto cinemático de velocidades en curva, evitando deslizamientos indeseados en la rodadura. No obstante, su incapacidad para modificar activamente la distribución de par ante condiciones asimétricas de adherencia limita su aplicabilidad en vehículos de altas prestaciones o en condiciones de conducción exigentes, motivando el desarrollo de soluciones más avanzadas como el *torque vectoring*, que se analizará en el apartado siguiente.

3.3.2 *Torque vectoring*

El *Torque Vectoring* (TV) representa un avance revolucionario en el control dinámico de vehículos. Este se basa en optimizar la dinámica del vehículo mediante la distribución activa de par. Permitiendo ajustar en tiempo real la distribución del par motor entre las ruedas para maximizar la estabilidad, la agilidad y la eficiencia. A diferencia de los diferenciales convencionales, que distribuyen el par de forma pasiva según la resistencia al giro, el TV emplea sistemas activos (mecánicos, electrónicos o híbridos) para inducir un momento de guiñada (*yaw moment*) controlado, modificando intencionadamente el comportamiento dinámico del vehículo para ayudar en la dinámica de la curva, véase Figura 3.8. Esta tecnología es particularmente crítica en escenarios comprometidos, como curvas cerradas, superficies de baja adherencia o maniobras evasivas, donde la tracción y la respuesta lateral deben coordinarse con precisión.

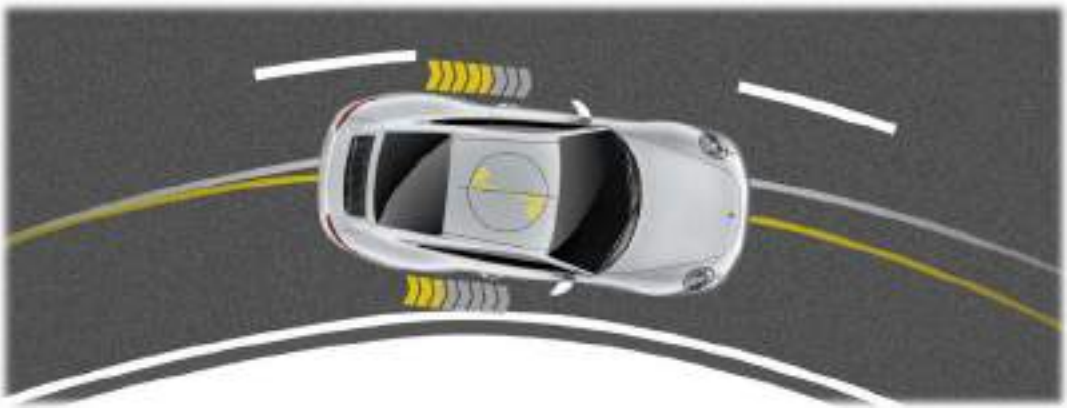


Figura 3.8: *Torque Vectoring*. Fuente: Porsche.

3.3.2.1 Principios y mecanísmos de actuación

El principio fundamental del *Torque Vectoring* radica en que una distribución asimétrica del par entre las ruedas genera un momento de guiñada M_z, que puede utilizarse para influir activamente sobre la trayectoria del vehículo. Este momento puede calcularse mediante la expresión:

$$M_z = \frac{L_y}{2}(F_{f,r} + F_{r,r} - F_{f,l} - F_{r,l}), \tag{3.25}$$

siendo $F_{f,r}, F_{r,r}, F_{f,l}, F_{r,l}$ las fuerzas de tracción de cada rueda (front-rear, left-right).

Al aplicar mayor par a la rueda exterior en una curva, se induce un momento que contrarresta el subviraje, mientras que una distribución inversa mitiga el sobreviraje. Los sistemas de TV se pueden implementar mediante varios enfoques principales:

- Diferenciales activos: Incorpora embragues multidisco o paquetes de embrague accionados hidráulicamente para transferir par entre semiejes, como por ejemplo el sistema *Sport Differential* de Audi.

- Frenado Selectivo: Consiste en aplicar un ligero frenado a una rueda, reduciendo el par de las ruedas deseada para inducir el momento de guiñada por la diferencia de par transferida a cada rueda.

- Motores Independientes: En vehículos eléctricos, motores separados en cada rueda permiten una regulación precisa y rápida del par (p. ej., Rivian R1T, Tesla Model S Plaid). Este enfoque se estudia en profundidad en este trabajo.

3.3.2.2 Estrategias de control y algoritmos avanzados

El sistema de torque vectoring se basa en un algoritmo de control que, de forma continua y en tiempo real, contrasta el estado dinámico del vehículo con un modelo de referencia ideal. Para estimar la trayectoria y garantizar la estabilidad, el controlador procesa simultáneamente el ángulo de dirección, la velocidad de guiñada, la aceleración lateral y los deslizamientos longitudinal y lateral de cada rueda. A partir de estos datos, calcula una velocidad angular de guiñada de referencia que el vehículo debería exhibir para seguir la trayectoria deseada.

La referencia de *yaw rate* ($\dot{\psi}_{ref}$) es decir, la velocidad angular ideal de guiñada que el vehículo debería tener en función de la velocidad y del ángulo de dirección, bajo ciertas suposiciones dinámicas se define [53, 55, 56] :

$$\dot{\psi}_{ref} = \frac{v}{l(1 + k_{us}v^2)}\delta, \tag{3.26}$$

siendo v la velocidad del vehículo, δ el ángulo de dirección, l la longitud entre las ruedas delanteras y traseras, y k_{us} el coeficiente de subviraje.

Esta expresión se deriva del modelo de bicicleta lineal de segundo orden (usado en dinámica lateral) con una corrección por subviraje/sobreviraje, incorporado a través del parámetro k_{us} (ecuación 3.27), que se conoce como ganancia de subviraje (understeer gradient).

$$k_{us} = \frac{m}{l^2}\left(\frac{l_2}{C_{\alpha f}} - \frac{l_1}{C_{\alpha r}}\right), \tag{3.27}$$

siendo m la masa del vehículo, $C_{\alpha f}, C_{\alpha r}$ los coeficientes de rigidez de curva de las ruedas frontales y traseras, respectivamente, $l_1 y l_2$ las distancias entre el centro de gravedad y las ruedas delanteras y traseras, respectivamente.

Este coeficiente representa el gradiente de subviraje, una constante que determina cómo varía el yaw rate real respecto al ideal a medida que aumenta la velocidad, de modo que:

- Si $k_{us} > 0$, el vehículo subvira (gira menos de lo esperado).
- Si $k_{us} < 0$, el vehículo sobrevira (gira más de lo esperado).
- Si $k_{us} = 0$, el vehículo gira lo esperado.

La forma básica de este modelo, sin el término $k_{us}v^2$, sería $\dot{\psi}_{ref} = \frac{v}{l}\delta$. Pero esto es solo válido para bajas velocidades y sin considerar la dinámica lateral real del vehículo (como el reparto de carga o la no linealidad de los neumáticos).

La corrección $(1 + k_{us}v^2)$ aparece al linealizar el modelo de la bicicleta y asumir equilibrio en curvas (estado estacionario), incluyendo los efectos de rigidez lateral de los neumáticos y geometría del vehículo. Además, para garantizar que la orden de guiñada no supere los límites de adherencia, la referencia suele saturarse según

$$\dot{\psi}_{ref,max} = 0,85\frac{\mu g}{v}, \tag{3.28}$$

de modo que la estrategia de *torque vectoring* se mantenga siempre dentro de las capacidades dinámicas del vehículo [57].

3.3.2.3 Controladores convencionales

Una forma sencilla de aplicar el *torque vectoring* es mediante el uso de una lógica de control Proporcional-Integral-Derivativa (PID). Los controladores PID rastrean la velocidad de giro y/o el ángulo de deslizamiento lateral. En general, los controladores PID tienen la ventaja de ser fáciles de implementar y ajustar. Además, muestran robustez ante perturbaciones externas, ruidos y cambios en las características de la planta. Sin embargo, los inconvenientes de los PID se asocian a los cambios en el modelo, ya que están diseñados para sistemas lineales invariantes en el tiempo (LTI).

Generalmente presentan esquemas de control formados por un generador de referencia con el que se obtiene el *yaw moment* deseado, y el error se pasa por un controlador proporcional-integral para obtener el momento de guiñada. Con este momento de guiñada y el par total demandado del acelerador por el conductor, se gestiona el reparto de par optimo en rueda [58]. En la Figura 3.9 se muestra el esquema de control general usando este tipo de controladores.



Figura 3.9: Esquema de control *Torque Vectoring* con parte proporcional-integral. Fuente: Elaboración propia.

Dado que el PID es un control de retroalimentación, muchos autores han sugerido añadir una contribución de *feedforward* para permitir una respuesta más rápida del sistema. De hecho, mientras que la retroalimentación tiene como objetivo garantizar una estabilidad robusta y el rechazo de perturbaciones, la contribución de *feedforward* permite una respuesta más rápida del sistema [59].

3.3.2.4 Control predictivo basado en modelo

El control predictivo basado en modelo (MPC) resulta interesante en este tipo de sistema no lineal con restricciones. De esta forma se permite establecer un objetivo principal de control como puede ser el momento de guiñada, al igual que diferentes objetivos secundarios ponderados por un factor de peso, de forma que se pueda considerar condiciones operativas, eficiencias, temperaturas de los motores, etc, en función de la aplicación especifica y los requerimientos. Sin embargo, una característica distintiva radica en que el problema de optimización se aborda dentro de un horizonte de tiempo finito, en contraposición a una duración infinita.

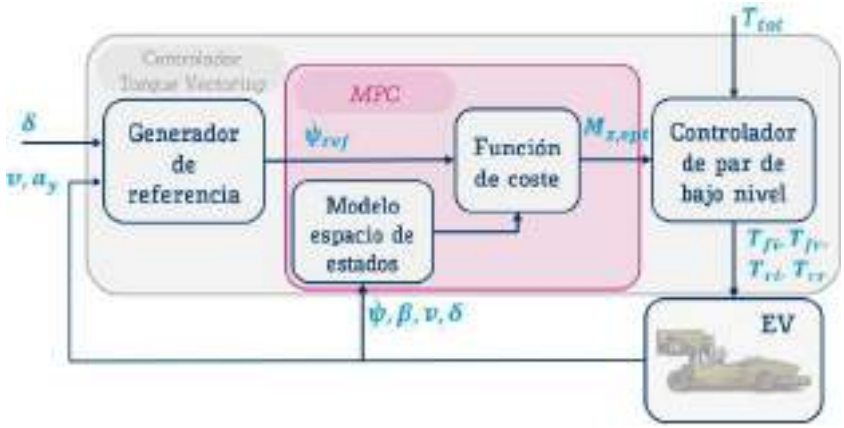


Figura 3.10: Esquema de control predictivo basado en modelo (MPC) de *torque vectoring*. Fuente: Elaboración propia.

El MPC se basa en un modelo dinámico del sistema y emplea el principio del horizonte de retroceso para predecir la respuesta futura. En cada ciclo de control, se calcula una serie de acciones de control a aplicar para el horizonte predictivo. La computación del perfil de entrada de control se actualiza iterativamente en cada paso de control, incorporando nueva información de los sensores. Un esquema de control general de *Torque Vectoring* basado en modelo predictivo es el de la Figura 3.10, donde la referencia de *yaw moment* se pasa por un modelo del sistema junto con una función de coste para determinar la acción de control óptima M_z [52].

3.3.2.5 Control borroso

Otro tipo de controladores que se emplean en técnicas de *Torque Vectoring* es el controlador borroso. A diferencia de los controladores tradicionales, utiliza reglas lingüísticas y funciones de pertenencia en lugar de un modelo matemático preciso. El proceso de inferencia difusa consta de fuzzificación (conversión de entradas en conjuntos difusos), inferencia (aplicación de reglas difusas para generar salidas difusas) y defuzzificación (conversión de salidas difusas en valores nítidos).

Uno de los aspectos relevantes del control borroso es que no necesita un modelo detallado del vehículo como ocurre con el MPC, sino el conocimiento de un experto como puede ser un piloto experimentado en este caso. Si bien, esto ofrece flexibilidad, puede dificultar asegurar la estabilidad en diversas condiciones. Para mitigar estas limitaciones, se han propuesto sistemas híbridos como la inferencia neuro-borroso adaptativa, que combina las ventajas del control borroso con la capacidad de aprendizaje de las redes neuronales, permitiendo un ajuste dinámico de las reglas de inferencia en función de las condiciones del entorno [60] [61].

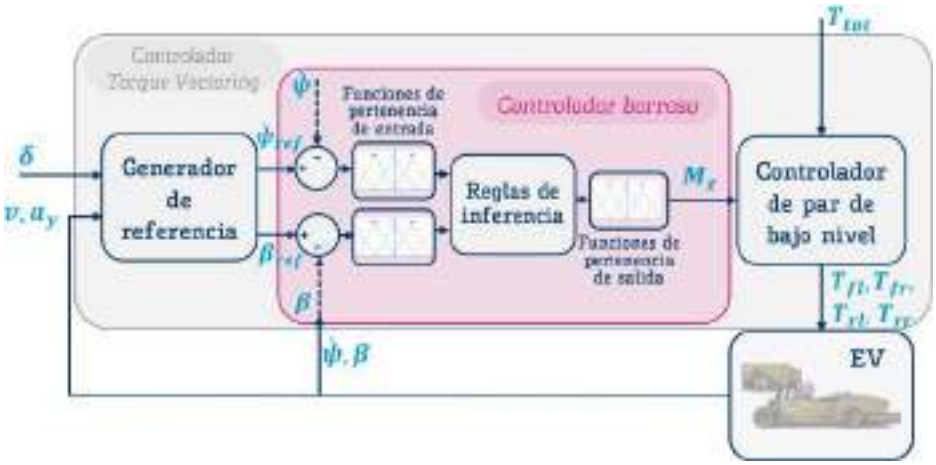


Figura 3.11: Esquema de control de *torque vectoring* con controlador borroso. Fuente: Elaboración propia.

Capítulo 4

Sistema de propulsión eléctrica nonafásico

Contenido

4.1. Fundamentos teóricos **59**

4.1.1. Sistemas de referencias y transformadas matemáticas 59

4.1.2. Modelo del convertidor 63

4.1.3. Modelado de la máquina 65

4.1.4. Técnicas de modulación 69

4.1.5. Análisis vectorial de las acciones de control 73

4.1.6. Corrientes de referencia y regímenes de operación 76

4.2. Esquemas de control avanzados **80**

4.2.1. Control de campo orientado (FOC) 81

4.2.2. Control directo de par (DTC) 84

4.2.3. Control predictivo basado en modelo (MPC) 87

4.2.4. Método propuesto MPC con modulación radial (**MPC-ta**) 91

Un accionamiento eléctrico es aquel sistema capaz de convertir energía eléctrica en mecánica o viceversa de forma controlada, mediante dispositivos electrónicos de potencia. Generalmente está formado por los siguientes elementos:

- **Fuente de energía** encargada de abastecer de energía en caso de que se realice trabajo mecánico o reciba energía eléctrica en el caso de que se aproveche energía mecánica. Las fuentes de energía más comunes en los accionamientos eléctricos son la red eléctrica y las baterías, derivando de estas últimas, sistemas híbridos batería-supercondensador.
- **Máquina eléctrica** que realiza la conversión electromecánica de energía.
- **Convertidor electrónico** es el actuador del accionamiento. Regula la energía eléctrica mediante la conversión de voltajes, corrientes y frecuencias para controlar el flujo y el par de la máquina eléctrica.
- **Unidad de control** es el elemento encargado de recibir la información medida por los sensores, y a partir del algoritmo de control (software) actuar en el convertidor.
- **Sensores** encargados de tomar medidas para controles en bucle cerrado.



Figura 4.1: Accionamiento eléctrico de un vehículo eléctrico. Fuente: Elaboración propia.

Un vehículo eléctrico está formado por esta arquitectura generalmente (Figura 4.1). En aplicaciones de alta exigencia —como en competición, por ejemplo—, donde se exigen gran capacidad dinámica y gestión energética precisa, el accionamiento se convierte en un elemento diferenciador. Esto impulsa la investigación y el desarrollo de los diferentes elementos que constituyen el accionamiento, explorando nuevas tecnologías como las máquinas multifásicas y su control.

Dentro de esa tendencia, el presente trabajo aborda un accionamiento nonafásico compuesto por un inversor de nueve fases y una máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM) de nueve fases con devanados simétricos. El capítulo se estructura desde los fundamentos teóricos hasta la descripción de los esquemas de control avanzados.

En consecuencia, el capítulo comienza con los fundamentos teóricos, donde se revisan los sistemas de referencia y las transformaciones matemáticas que permiten desacoplar los subespacios de la máquina nonafásica; continua con un modelado eléctrico detallado del inversor y de la PMSM de nueve fases analizando las acciones de control, complementado con las técnicas de modulación que maximizan el aprovechamiento del bus de continua; también se presenta la generación óptima de corrientes de referencia, aplicando MTPA con región de debilitamiento de campo para extender el rango operativo. Finalmente se cierra con la discusión de las estrategias de control, comparando el FOC clásico con métodos avanzados —DTC y FCS-MPC— y destacando la propuesta propia de MPC con modulación radial para equilibrar la respuesta dinámica, la distorsión armónica y la eficiencia.

4.1 Fundamentos teóricos

En esta sección se abordan los fundamentos teóricos necesarios para el modelado y control de un accionamiento eléctrico nonafásico. Se presentan, en primer lugar, las transformaciones matemáticas asociadas a los sistemas de referencia que permiten simplificar el análisis dinámico del sistema. Posteriormente, se desarrolla el modelo matemático de los elementos principales del accionamiento —incluyendo el convertidor electrónico de potencia y la máquina eléctrica— así como las distintas técnicas de modulación empleadas para el control de los convertidores. Finalmente, se realiza un análisis vectorial de las acciones de control disponibles, con el objetivo de caracterizar su efecto sobre el comportamiento del sistema.

4.1.1 Sistemas de referencias y transformadas matemáticas

Antes del desarrollo del modelo matemático de la máquina eléctrica y del convertidor de potencia, resulta fundamental introducir dos transformaciones matemáticas ampliamente utilizadas en el análisis y control de sistemas eléctricos de corriente alterna: las transformadas de Clarke y de Park. Estas transformaciones suponen un gran avance en la simplicidad del análisis de sistemas eléctricos.

Las transformadas de Clarke y Park constituyen el pilar del control vectorial de máquinas de corriente alterna, pues permiten convertir las tres componentes de un sistema trifásico en variables de un sistema de referencia ortogonal y, posteriormente, en un sistema giratorio donde las ecuaciones de la máquina se simplifican a un sistema lineal e invariante en el tiempo.

4.1.1.1 Transformada de Clarke

La transformada desarrollada por Edith Clarke constituye una herramienta fundamental para el análisis y control de sistemas eléctricos multifásicos. Esta transformación permite proyectar las variables eléctricas (tensiones, corrientes o flujos) de un sistema trifásico a un sistema de referencia ortonormal y estacionario, facilitando significativamente el diseño de estrategias de control al reducir la complejidad del sistema.

A modo ilustrativo, la Figura 4.2 muestra la aplicación de la transformada de Clarke a un sistema trifásico equilibrado, donde las componentes de fase se proyectan sobre dos ejes ortogonales fijos en el espacio, denominados α-β.

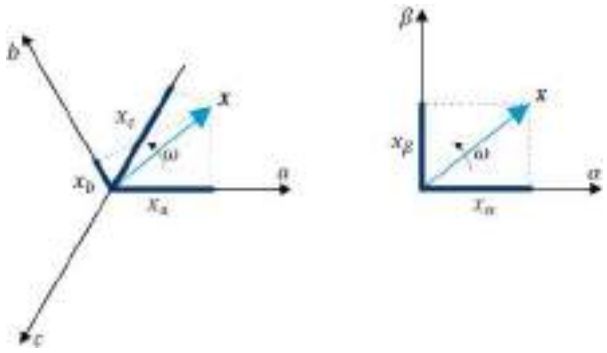


Figura 4.2: Transformada de Clarke para un sistema trifásico equilibrado [3].

Asumiendo un sistema trifásico equilibrado con un desfase de 120° entre fases, la transformada de Clarke convierte el conjunto de variables x_a, x_b, x_c en un nuevo conjunto x_α, x_β, x_0, donde los dos primeros términos corresponden a las componentes α-β, mientras que la tercera representa la componente homopolar. Para el caso de una transformada invariante en amplitud, la matriz de transformación se define según la ecuación 4.1. Si se desea una transformada invariante en potencia, el factor que multiplica a la matriz sería $\sqrt{2/3}$ y los términos de la última fila serían $1/\sqrt{2}$.

$$[C_3] = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \; ; \; \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = [C_3] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

siendo x_a, x_b, x_c las variables de fase y x_α, x_β, x_0 las variables proyectadas en el sistema de referencia ortonormal.

La extensión de la transformada de Clarke al caso nonafásico con devanados simétricos permite representar el sistema de nueve fases en múltiples subespacios ortogonales desacoplados. En concreto, se obtienen tres planos ortonormales estacionarios (α-β, x_1-y_1 y x_2-y_2), junto con tres componentes

homopolares. Esta descomposición permite analizar y controlar los distintos modos del sistema de forma independiente, lo que resulta especialmente ventajoso en el control.

En la ecuación 4.2 muestra la matriz de Clarke adaptada para un sistema de nueve fases con devanados simétricos y neutros aislados por cada grupo trifásico, según la formulación propuesta en [62].

$$[C_9] = \frac{2}{9}\begin{bmatrix} 1 & \cos(6\vartheta) & \cos(3\vartheta) & \cos(\vartheta) & \cos(7\vartheta) & \cos(4\vartheta) & \cos(2\vartheta) & \cos(8\vartheta) & \cos(5\vartheta) \\ 0 & \sin(6\vartheta) & \sin(3\vartheta) & \sin(\vartheta) & \sin(7\vartheta) & \sin(4\vartheta) & \sin(2\vartheta) & \sin(8\vartheta) & \sin(5\vartheta) \\ 1 & \cos(12\vartheta) & \cos(6\vartheta) & \cos(2\vartheta) & \cos(14\vartheta) & \cos(8\vartheta) & \cos(4\vartheta) & \cos(16\vartheta) & \cos(10\vartheta) \\ 0 & \sin(12\vartheta) & \sin(6\vartheta) & \sin(2\vartheta) & \sin(14\vartheta) & \sin(8\vartheta) & \sin(4\vartheta) & \sin(16\vartheta) & \sin(10\vartheta) \\ 1 & \cos(24\vartheta) & \cos(12\vartheta) & \cos(4\vartheta) & \cos(28\vartheta) & \cos(16\vartheta) & \cos(8\vartheta) & \cos(32\vartheta) & \cos(20\vartheta) \\ 0 & \sin(24\vartheta) & \sin(12\vartheta) & \sin(4\vartheta) & \sin(28\vartheta) & \sin(16\vartheta) & \sin(8\vartheta) & \sin(32\vartheta) & \sin(20\vartheta) \\ 3/2 & 3/2 & 3/2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3/2 & 3/2 & 3/2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3/2 & 3/2 & 3/2 \end{bmatrix}, \tag{4.2}$$

siendo $\vartheta = 2\pi/9$. A partir de esta matriz, la transformación de las variables al nuevo sistema de referencia se obtiene mediante:

$$\boldsymbol{x}_{\alpha\beta xy} = [C_9]\boldsymbol{x}_{abc} \tag{4.3}$$

donde:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{x}_{abc} &= [x_{a1}\ x_{b1}\ x_{c1}\ x_{a2}\ x_{b2}\ x_{c2}\ x_{a3}\ x_{b3}\ x_{c3}]^T, \\ \boldsymbol{x}_{\alpha\beta xy} &= [x_\alpha\ x_\beta\ x_{x_1}\ x_{y_1}\ x_{x_2}\ x_{y_2}\ x_{0_1}\ x_{0_2}\ x_{0_3}]^T. \end{aligned} \tag{4.4}$$

4.1.1.2 Transformada de Park

La transformada de Park, introducida por Robert H. Park en 1929 [63], permite transformar variables eléctricas de un sistema de referencia ortonormal estacionario (como el sistema α-β) a un sistema de referencia ortonormal giratorio sincronizado con la velocidad del campo magnético rotatorio. Esta transformación representa una contribución fundamental al control de máquinas eléctricas, ya que convierte magnitudes alternas en señales continuas en régimen permanente, facilitando así la aplicación de técnicas de control lineal clásico.

En la Figura 4.3 se muestra cómo al hacer coincidir la velocidad angular del sistema de referencia

d-q con la del vector giratorio x, las componentes de este vector resultan invariantes en el nuevo sistema de coordenadas. En el contexto del control vectorial, la componente d se asocia típicamente a la generación de flujo magnético, mientras que la componente q está directamente relacionada con la producción de par electromagnético. Este desacoplo dinámico simplifica significativamente la estrategia de control, permitiendo regular de forma independiente el flujo y el par.

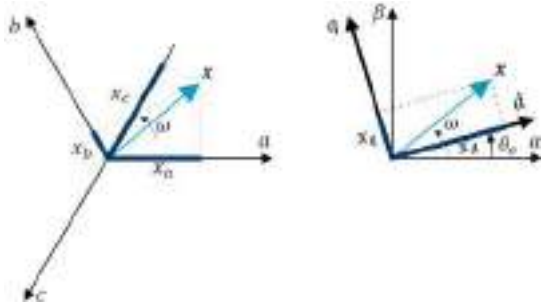


Figura 4.3: Transformada de Park de un sistema trifásico equilibrado [3].

La matriz de transformación de Park para una pareja de variables ortogonales se define como:

$$[P_h] = \begin{bmatrix} \cos(h\theta) & \sin(h\theta) \\ -\sin(h\theta) & \cos(h\theta) \end{bmatrix}, \tag{4.5}$$

donde θ representa el ángulo eléctrico y h es el orden del armónico asociado al subespacio correspondiente. En el caso de sistemas nonafásicos, tras aplicar la transformada de Clarke, las variables proyectadas sobre los subespacios desacoplados (α-β), (x_1-y_1) y (x_2-y_2) se corresponden respectivamente con los armónicos de orden 1 (fundamental), 5 y 11. Por tanto, cada par de componentes se debe rotar a la velocidad angular correspondiente a su armónico, como se muestra en la ecuación 4.6.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = [P_1] \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \; ; \; \begin{bmatrix} x'_1 \\ y'_1 \end{bmatrix} = [P_5] \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \end{bmatrix} \; ; \; \begin{bmatrix} x'_2 \\ y'_2 \end{bmatrix} = [P_{11}] \begin{bmatrix} x_2 \\ y_2 \end{bmatrix} \tag{4.6}$$

El ángulo eléctrico θ_e, necesario para sincronizar el sistema de referencia giratorio con el campo magnético de la máquina síncrona, se puede calcular mediante la integración de la velocidad eléctrica, ecuación 4.7

$$\theta_e(t) = \int_0^t P \cdot \omega_m(t)\, dt + \theta_0 \tag{4.7}$$

donde P representa el número de pares de polos, $\omega_m(t)$ es la velocidad mecánica instantánea del rotor, y θ_0 es el ángulo eléctrico inicial.

4.1.2 Modelo del convertidor

El modelado del convertidor electrónico de potencia tiene como objetivo establecer la relación entre los estados de conmutación de los interruptores del convertidor y las tensiones aplicadas a las fases de la carga. En este trabajo se parte del análisis de un convertidor trifásico de dos niveles, para posteriormente extender el modelo al caso de una topología nonafásica compuesta por tres convertidores trifásicos.

En primer lugar, se define la tensión de cada fase i con respecto al raíl negativo del convertidor, denotado como N, así como respecto al punto neutro n del conjunto de devanados de carga. La relación entre dichas tensiones viene dada por:

$$\begin{aligned} v_{iN} &= S_i \cdot v_{dc}, \\ v_{in} &= v_{iN} + v_{Nn}, \end{aligned} \tag{4.8}$$

donde $S_i \in 0, 1$ representa el estado de conmutación del interruptor correspondiente, y v_{dc} es la tensión total del bus de corriente continua del convertidor.

De este modo, asumiendo que el convertidor alimenta una carga trifásica equilibrada, se cumple la condición de la ecuación 4.9 derivada de la segunda ley de Kirchhoff.

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \tag{4.9}$$

Combinando la condición de carga equilibrada (ecuación 4.9) y las Ecuaciones 4.8, se obtiene una expresión que relaciona la caída de tensión entre ambos puntos neutros, del convertidor y de la carga, con las tensiones de fase del convertidor.

$$\begin{aligned} v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} &= -3v_{Nn}, \\ v_{Nn} &= -\frac{1}{3}(v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}). \end{aligned} \tag{4.10}$$

Particularizando esta expresión para la fase a del convertidor, se puede escribir la tensión de fase con respecto al neutro de la carga como:

$$v_{an} = \frac{1}{3}(2 \cdot v_{aN} - v_{bN} - v_{cN}) \tag{4.11}$$

Extendiendo esta expresión para cada una de las fases y combinándola con la ecuación 4.8, se obtiene el modelo del convertidor que relaciona las tensiones de fases con los estados de conmutación, ecuación 4.12 [64].

$$[K] = \frac{v_{dc}}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \; ; \; \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = [K]\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{4.12}$$

Este modelo permite caracterizar el comportamiento del convertidor trifásico bajo distintas secuencias de conmutación, siendo fundamental para el diseño de estrategias de modulación.

Dado que el convertidor empleado en este trabajo se encarga de alimentar una máquina eléctrica nonafásica, la extensión del modelo al caso de nueve fases se realiza considerando que la topología está compuesta por tres convertidores trifásicos independientes, como se muestra en la Figura 4.4, cada uno conectado a un conjunto de devanados trifásicos con neutros aislados.

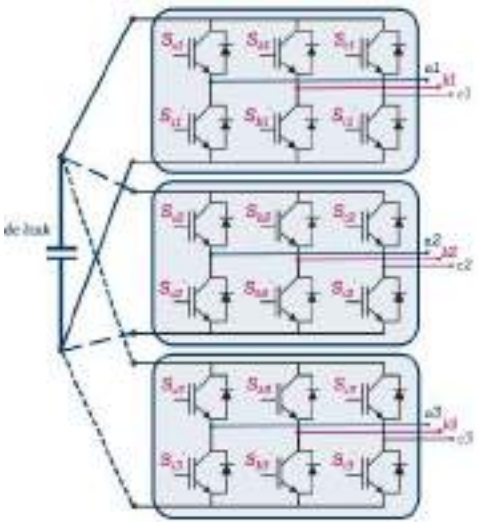


Figura 4.4: Topología de conexionado del convertidor de nueve fases. Fuente: Elaboración propia.

Luego, el modelo completo del convertidor nonafásico se expresa en la ecuación 4.13

$$\boldsymbol{v}_{abc} = \frac{v_{dc}}{3}\begin{bmatrix} [K] & 0_{3\times3} & 0_{3\times3} \\ 0_{3\times3} & [K] & 0_{3\times3} \\ 0_{3\times3} & 0_{3\times3} & [K] \end{bmatrix} \cdot \boldsymbol{S} \tag{4.13}$$

donde los vectores de tensiones de fase y de estados de conmutación quedan definidos de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{v}_{abc} &= [v_{a1}\ v_{b1}\ v_{c1}\ v_{a2}\ v_{b2}\ v_{c2}\ v_{a3}\ v_{b3}\ v_{c3}]^T, \\ \boldsymbol{S} &= [S_{a1}\ S_{b1}\ S_{c1}\ S_{a2}\ S_{b2}\ S_{c2}\ S_{a3}\ S_{b3}\ S_{c3}]^T. \end{aligned} \tag{4.14}$$

Este modelo matricial resulta especialmente útil para implementar técnicas de modulación y para simular el comportamiento dinámico del convertidor de potencia dentro de un entorno de simulación.

4.1.3 Modelado de la máquina

En esta sección se desarrolla el modelo electromagnético de una máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM) con nueve fases, considerando una configuración simétrica formada por tres conjuntos trifásicos con neutros aislados. El objetivo es obtener un modelo matemático que describa el comportamiento dinámico de la máquina, útil tanto para el diseño de estrategias de control como para la simulación del sistema de tracción.

Inicialmente, se presenta el modelo en un sistema de referencia ortonormal giratorio, lo que permite expresar las variables eléctricas en función de coordenadas d-q alineando el eje d con el campo magnetico del imán del rotor. Posteriormente, mediante la aplicación de la transformada de Park previamente introducidas, se obtendrá la representación equivalente en el sistema de referencia estacionario.

Para el desarrollo de este modelo se asumen las siguientes hipótesis simplificadoras, comúnmente aceptadas en la literatura:

- Los devanados están uniformemente distribuidos, lo que permite despreciar los armónicos espaciales de orden superior.
- Se considera una relación lineal entre el flujo magnético y la corriente, es decir, se omiten los efectos de saturación magnética.
- No se tienen en cuenta pérdidas por histéresis ni corrientes parásitas.

Estas hipótesis permiten derivar un modelo suficientemente preciso para los objetivos de simulación y control del presente trabajo, manteniendo además una formulación matemática simple y adecuada para el análisis dinámico.

4.1.3.1 Modelo en sistema de referencia giratorio d-q

En el modelado de la máquina de imanes permanentes de nueve fases, se alinea el eje d del sistema de referencia giratorio con el flujo magnético del imán permanente del rotor para simplificar las ecuaciones. La ecuación general de tensiones para los subespacios desacoplados obtenidos mediante las transformaciones de Clarke y Park se expresa en la ecuación 4.15. Esta ecuación considera tres contribuciones fundamentales: la caída de tensión resistiva debido a la resistencia de los devanados,

la tensión inducida producida por variación de la corriente, y la fuerza electromotriz inducida por el campo magnético rotatorio.

$$\boldsymbol{v}_{dqxy} = R_s \cdot \boldsymbol{i}_{dqxy} + [L_{dqxy}] \cdot \frac{d}{dt}\boldsymbol{i}_{dqxy} + \boldsymbol{B}^{dq}_{emf} \tag{4.15}$$

donde:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{v}_{dqxy} &= [v_d\ v_q\ v_{x'_1}\ v_{y'_1}\ v_{x'_2}\ v_{y'_2}]^T, \\ \boldsymbol{i}_{dqxy} &= [i_d\ i_q\ i_{x'_1}\ i_{y'_1}\ i_{x'_2}\ i_{y'_2}]^T, \\ [L_{dqxy}] &= diag\{L_d\ L_q\ L_{x'_1}\ L_{y'_1}\ L_{x'_2}\ L_{y'_2}\}. \end{aligned} \tag{4.16}$$

Además, en la tensión inducida por la variación del campo magnético (ecuación 4.17) se encuentra por un lado el campo magnético del imán permanente, cuya componente fundamental se proyecta en el subespacio d-q (λ_{pm}) y las componentes del quinto y séptimo armónicos que contiene la máquina nonafásica objeto de estudio, inducidas por anisotropía o asimetría constructivas, se mapean en los subespacios x'_1-y'_1 y x'_2-y'_2, respectivamente ($\lambda_{pm_5}, \lambda_{pm_7}$). Por otro lado, también se contempla la contribución del flujo generado por las corrientes estatóricas.

$$\boldsymbol{B}^{dq}_{emf} = w_e \cdot \begin{bmatrix} -L_q i_q \\ \lambda_{pm} + L_d i_d \\ 0 \\ 5\lambda_{pm_5} \\ 0 \\ 7\lambda_{pm_7} \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

El par electromagnético esta formado por sus componentes en los diferentes subespacios, ecuación 4.18. Sin embargo, en la práctica del control de la máquina, las corrientes asociadas a los subespacios armónicos x'_1-y'_1 y x'_2-y'_2 se anulan activamente, ya que no contribuyen significativamente al par útil y, en cambio, aumentan las pérdidas y el rizado de par. De esta forma, la expresión del par electromagnético se simplifica, destacando principalmente el producto $\lambda_{pm} i_q$, correspondiente al par de origen magnético del imán y el término $(L_d - L_q) i_d i_q$, asociado a la saliencia del rotor, que es especialmente relevante en máquinas de reluctancia variable, cada vez más estudiadas por su potencial para eliminar el uso de materiales con tierras raras. En ciertos diseños, las inductancias L_d, L_q pueden ser iguales, o el control puede forzar $i_d = 0$, lo que conduce a una expresión aún más simple del par.

$$T_{em} = \frac{9P}{2}[(\lambda_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) + 5(\lambda_{pm_5} i_{y'_1} + (L_{x'_1} - L_{y'_1}) i_{x'_1} i_{y'_1}) + 7(\lambda_{pm_7} i_{y'_2} + (L_{x'_2} - L_{y'_2}) i_{x'_2} i_{y'_2})] \tag{4.18}$$

4.1.3.2 Modelo en sistema de referencia ortonormal $\alpha\beta$

A partir del modelo desarrollado en el sistema de referencia giratorio d-q, es posible obtener la representación de la máquina en el sistema de referencia ortonormal estacionario α-β, aplicando la transformada inversa de Park. Esta formulación es especialmente útil en esquemas de control donde se prefiere evitar el uso de referencias rotatorias, o cuando se emplean técnicas de control basadas en sistemas estacionarios. El modelo eléctrico en este sistema se expresa como:

$$\boldsymbol{v}_{\alpha\beta xy} = R_s \cdot \boldsymbol{i}_{\alpha\beta xy} + [L_{\alpha\beta xy}] \cdot \frac{d}{dt} \boldsymbol{i}_{\alpha\beta xy} + [\Delta_L] \boldsymbol{i}_{\alpha\beta xy} + \boldsymbol{B}^{\alpha\beta}_{emf} \tag{4.19}$$

donde:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{v}_{\alpha\beta xy} &= [v_\alpha \; v_\beta \; v_{x_1} \; v_{y_1} \; v_{x_2} \; v_{y_2}]^T, \\ \boldsymbol{i}_{\alpha\beta xy} &= [i_\alpha \; i_\beta \; i_{x_1} \; i_{y_1} \; i_{x_2} \; i_{y_2}]^T, \\ [L_{\alpha\beta xy}] &= diag\{L_\alpha \; L_\beta \; L_{x_1} \; L_{y_1} \; L_{x_2} \; L_{y_2}\}, \\ [\Delta_L]_{2\times 2} &= \omega_e \begin{bmatrix} 0 & (L_d - L_q) \\ -(L_d - L_q) & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{4.20}$$

siendo $[\Delta_L]_{2\times 2}$ las dos primeras filas y columnas de la matriz $[\Delta_L]$ en la que el resto de términos son 0. Por otro lado, para obtener la *back emf* en este nuevo sistema de referencia, se proyectan las componentes del sistema de referencia rotatorio al estacionario a partir de la posición angular eléctrica del rotor θ_e, ecuación 4.21.

$$\boldsymbol{B}^{\alpha\beta}_{emf} = w_e \cdot \begin{bmatrix} -(\lambda_{pm} + (L_d - L_q) i_d) \sin\theta_e \\ (\lambda_{pm} + (L_d - L_q) i_d) \cos\theta_e \\ -5\lambda_{pm_5} \sin\theta_e \\ 5\lambda_{pm_5} \cos\theta_e \\ -7\lambda_{pm_7} \sin\theta_e \\ 7\lambda_{pm_7} \cos\theta_e \end{bmatrix} \tag{4.21}$$

4.1.3.3 Modelo en espacio de estado

Dado que uno de los objetivos de este trabajo es analizar esquemas de control basados en modelos predictivos, resulta de especial interés expresar la dinámica de la máquina eléctrica en forma de espacio de estados. Esta formulación no solo facilita el diseño de controladores avanzados como el Control Predictivo Basado en Modelo (MPC), sino que también permite la implementación de simuladores computacionales precisos y eficientes para la evaluación comparativa de distintos algoritmos de control.

A partir del modelo dinámico en coordenadas estacionarias α-β mostrado en la ecuación 4.19, se puede obtener una representación en espacio de estados continuo de la siguiente forma:

$$\frac{d\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}}{dt} = [A]\boldsymbol{i}_{\alpha\beta} + [B]\boldsymbol{v}_{\alpha\beta} + [E] \tag{4.22}$$

donde las matrices del espacio de estado son:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -\frac{\omega_e(L_d-L_q)}{L_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\omega_e(L_d-L_q)}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{x_1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{y_1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{x_2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{y_2}} \end{bmatrix},$$

$$[B] = diag\{\frac{1}{L_d}\ \frac{1}{L_q}\ \frac{1}{L_{x_1}}\ \frac{1}{L_{y_1}}\ \frac{1}{L_{x_2}}\ \frac{1}{L_{y_2}}\}, \tag{4.23}$$

$$[E] = \omega_e \begin{bmatrix} (\lambda_{pm} + (L_d - L_q)i_d)\sin\theta_e \\ -(\lambda_{pm} + (L_d - L_q)i_d)\cos\theta_e \\ 5\lambda_{pm_5}\sin\theta_e \\ -5\lambda_{pm_5}\cos\theta_e \\ 7\lambda_{pm_7}\sin\theta_e \\ -7\lambda_{pm_7}\cos\theta_e \end{bmatrix}.$$

Para su implementación en un sistema de control en tiempo real, es necesario discretizar el modelo anterior. Para ello, se emplea el método de Euler hacia delante (*forward Euler*), una técnica de integración numérica de primer orden que ofrece un compromiso adecuado entre precisión y eficiencia computacional en contextos de control embebido. Esta discretización se aplica con un paso temporal ΔT que corresponde con el periodo de control de cara a su implementación en un sistema de control. En la ecuación 4.24 se obtiene el modelo en espacio de estados discreto

$$\boldsymbol{i}_{k+1} = [\Phi]\boldsymbol{i}_k + [\Gamma]\boldsymbol{v}_k + [\Delta] \tag{4.24}$$

siendo

$[\Phi] = [[A]\Delta T + [I]]$, $[\Gamma] = [B]\Delta T$ y $[\Delta] = [E]\Delta T$ las matrices del espacio de estado en tiempo discreto.

$\boldsymbol{i}_{k+1}, \boldsymbol{i}_k \in \mathbb{R}^6$ las variables de estado de corrientes en el instante futuro y actual, respectivamente.

$\boldsymbol{v}_k \in \mathbb{R}^6$ las variables de actuación.

4.1.4 Técnicas de modulación

Las técnicas de modulación desempeñan un papel fundamental al permitir el control preciso de las tensiones aplicadas a la máquina eléctrica mediante la conmutación de los semiconductores del convertidor de potencia. Su principal objetivo es sintetizar las señales de tensión deseadas a partir de una fuente continua.

En este trabajo se abordan técnicas de modulación adaptadas a convertidores trifásicos de dos niveles, considerando su extensión al caso nonafásico mediante el uso de múltiples convertidores trifásicos. Entre las técnicas de modulación más relevantes se encuentran la modulación PWM basadas en señal portadora (CBPWM), la modulación por vectores espaciales (SVM) y acciones de controles finitas (FCS) que no se trata de una técnica de modulación de forma estricta, sino que aplica una de las acciones de control (2^9 = 512 en el caso nonafásico) en cada periodo de control. Las técnicas de modulación repercuten tanto en la calidad de la corriente y la frecuencia de conmutación, como en el aprovechamiento del bus de continua.

4.1.4.1 Modulación por ancho de pulso basada en portadora (CBPWM)

La modulación por ancho de pulso basada en portadora, comúnmente conocida como *Carrier-Based* PWM (CBPWM), es una técnica ampliamente utilizada en el control de convertidores electrónicos de potencia, por su sencillez de implementación y bajo coste computacional. Su principio de funcionamiento se basa en reconstruir una señal continua a partir de pulsos discretos que, al ser aplicados durante un periodo de conmutación, promedien el valor de referencia de tensión deseado.

Para ello, se comparan las señales moduladoras (referencias de tensión) con una señal portadora de alta frecuencia – normalmente triangular – para generar las señales de disparo de los interruptores del convertidor. La granularidad del muestreo (relación entre la frecuencia de la portadora y la moduladora) debe ser lo suficientemente alta como para minimizar la pérdida de información de la onda de referencia.

En la Figura 4.5 se ilustran los distintos niveles de tensión alcanzados por un convertidor trifásico de dos niveles empleando esta técnica. A partir de la comparación entre la señal moduladora y la portadora, se generan las secuencias de conmutación correspondientes.

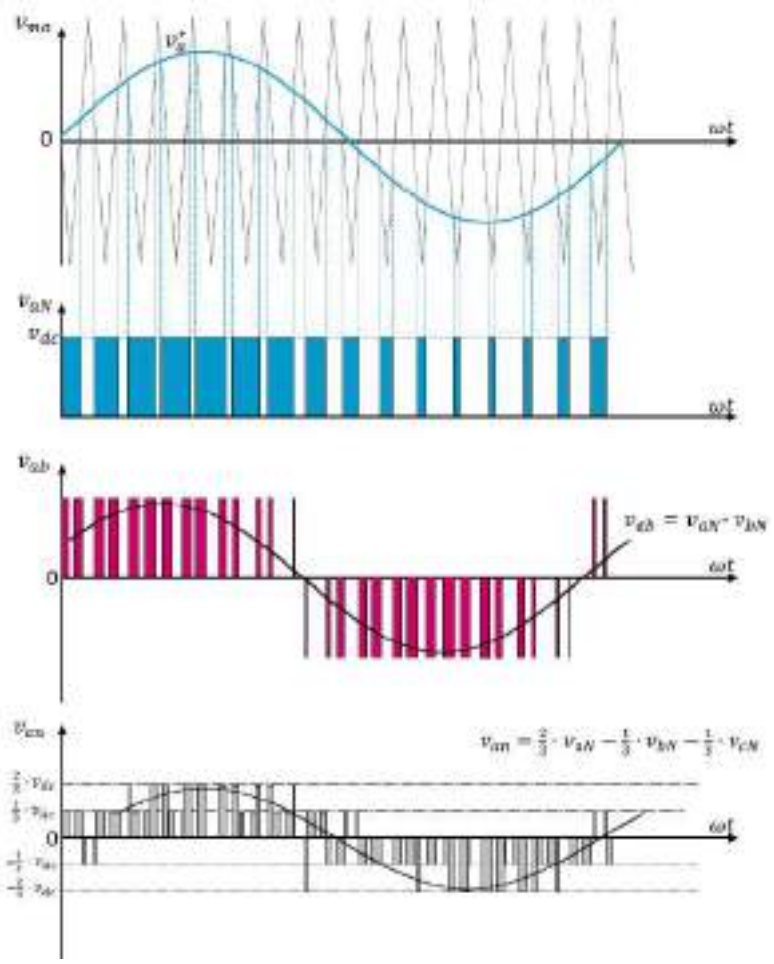


Figura 4.5: Esquema de modulación por ancho de pulso en un convertidor trifásico de 2 niveles mediante señal moduladora y portadora triangular [3]

Entre las principales ventajas de la CBPWM destaca su sencillez de implementación, lo que la convierte en una opción especialmente atractiva para sistemas de control embebido con recursos limitados, como microcontroladores o DSPs. Esta técnica requiere únicamente operaciones de comparación entre señales, sin necesidad de cálculos trigonométricos o resolución de sistemas de ecuaciones, como ocurre en métodos más avanzados. Además, presenta una estructura determinista y predecible, lo que facilita su integración en esquemas de control clásico, permitiendo una transición directa desde el cálculo de tensiones de referencia hasta la activación de los interruptores del convertidor. Por su bajo coste computacional y compatibilidad con técnicas bien establecidas, la CBPWM continúa siendo

ampliamente empleada en aplicaciones industriales y en entornos donde la simplicidad, robustez y fiabilidad juega un papel fundamental.

No obstante, esta técnica también presenta limitaciones importantes que deben tenerse en cuenta en aplicaciones de altas prestaciones. En primer lugar, la frecuencia de conmutación del convertidor queda fijada por la frecuencia de la señal portadora, lo que implica una alta frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia a cualquier punto de operación. Esta característica genera pérdidas por conmutación elevadas en los dispositivos semiconductores, afectando tanto al rendimiento energético como a la gestión térmica del sistema. En segundo lugar, la CBPWM presenta un bajo aprovechamiento del bus de continua, ya que la tensión máxima eficaz de salida se ve limitada a $v_{max} = v_{dc}/2$ [65]. Esta restricción reduce el rango dinámico disponible para aplicar tensión a la máquina, afectando al control en situaciones de alta carga o régimen de velocidad elevado.

Con el objetivo de paliar esta última limitación, se han desarrollado técnicas de sobremodulación [66, 67], entre las que destaca la inyección de armónicos de bajo orden en las señales moduladoras. Aunque estas estrategias permiten extender el rango lineal de modulación y mejorar el aprovechamiento del bus de continua, también tienen efectos adversos, como el aumento del rizado de par – lo que puede generar vibraciones mecánicas – y una peor calidad de la corriente suministrada a la máquina.

4.1.4.2 Modulación por vector espacial (SVM)

La modulación por vector espacial (*Space Vector Modulation*, SVM) es una técnica de modulación ampliamente empleada por su capacidad para mejorar la utilización del bus de continua y la calidad de onda de las señales de salida. A diferencia de la modulación basada en portadora, que compara cada fase de manera independiente con una señal triangular, la SVM considera el vector de tensión de referencia en el plano α-β.

El principio de funcionamiento se basa en la representación de las tensiones de salida como un vector de referencia que se desea sintetizar en cada período de conmutación. Este vector, calculado a partir de las referencias del controlador y transformado al sistema α-β, se aproxima mediante la combinación ponderada de los vectores de conmutación disponibles del convertidor. En un convertidor trifásico de dos niveles, estos vectores forman un hexágono regular con seis vectores activos y dos vectores nulos. Luego, para cada muestra, el algoritmo SVM determina el sector del hexágono donde se encuentra el vector de referencia, selecciona los dos vectores activos adyacentes y un vector nulo, y calcula los tiempos de aplicación necesarios para que el promedio de tensión en ese intervalo reproduzca el valor deseado. Esta técnica permite una mayor amplitud máxima, con un aprovechamiento de la tensión máxima de $v_{dc}/\sqrt{3}$, además de una reducción del contenido armónico total (THD) [68].

En el caso nonafásico tratado en este trabajo, la SVM se extiende al control simultáneo de tres subespacios desacoplados: uno principal (α-β) y dos secundarios (x_1-y_1, x_2-y_2). Esto implica que deben ajustarse las componentes de tensión en seis ejes ortogonales. Para ello, se seleccionan seis vectores activos y un vector nulo, resolviendo el sistema de ecuaciones 4.25, que incluye la condición de que la suma de tiempos de aplicación sea igual al periodo de conmutación.

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{V}_1 & \boldsymbol{V}_2 & \boldsymbol{V}_3 & \boldsymbol{V}_4 & \boldsymbol{V}_5 & \boldsymbol{V}_6 & 0 \\ & & & 1_{1\times 7} & & & \end{bmatrix}_{7\times 7} \cdot \boldsymbol{t}_{7\times 1} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{V}^* \\ 1 \end{bmatrix}_{7\times 1} \tag{4.25}$$

donde:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{V}_i &= [v_{\alpha,i}\ v_{\beta,i}\ v_{x_1,i}\ v_{y_1,i}\ v_{x_2,i}\ v_{y_2,i}]^T, \\ \boldsymbol{V}^* &= [v_\alpha^*\ v_\beta^*\ v_{x_1}^*\ v_{y_1}^*\ v_{x_2}^*\ v_{y_2}^*]^T, \\ \boldsymbol{t} &= [t_1\ t_2\ t_3\ t_4\ t_5\ t_6\ t_7]^T. \end{aligned} \tag{4.26}$$

4.1.4.3 Finite Control Set

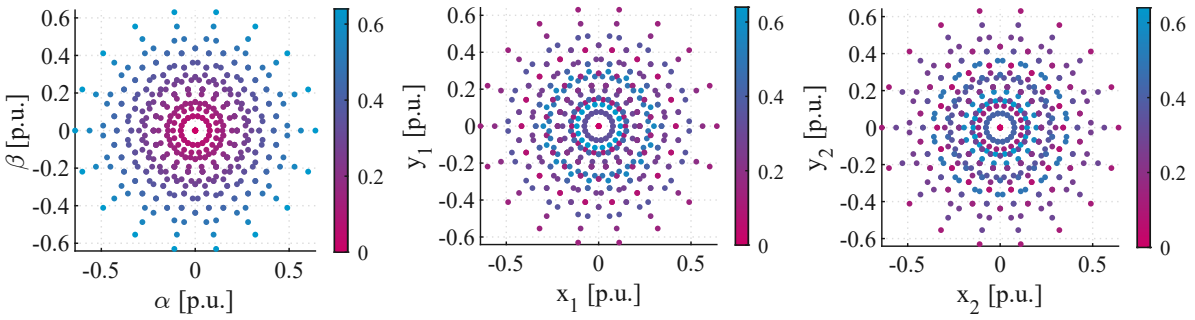
La selección de acciones de control finitas (Finite Control Set, FCS) no constituye una técnica de modulación en sentido estricto, sino más bien un enfoque alternativo a los métodos convencionales basados en portadora (CBPWM) o en vectores espaciales (SVM). En lugar de generar una señal continua que posteriormente se modula, este enfoque consiste en seleccionar directamente, en cada instante de control, uno de los vectores de conmutación discretos disponibles en el convertidor de potencia, de forma que la tensión media resultante se aproxime a la referencia deseada.

El fundamento de esta técnica radica en explotar el conjunto finito de configuraciones de los interruptores del convertidor. Cada una de estas configuraciones genera una tensión de salida definida que puede representarse en el plano α-β. La estrategia FCS consiste, en aplicar el vector de tensión seleccionado por el algoritmo de control durante el siguiente periodo de control. Entre sus principales ventajas, cabe destacar:

- Mayor aprovechamiento del bus de continua, logrando un nivel de tensión máximo de $2V_{dc}/3$.
- Simplicidad conceptual, puesto que no requiere generación de señales de portadora ni calculo de tiempos de aplicación.
- Reducción de la frecuencia de conmutación, mejorando la eficiencia al reducir las perdidas por conmutación y aliviando el esfuerzo térmico sobre los dispositivos semiconductores.

4.1.5 Análisis vectorial de las acciones de control

Las acciones de control del convertidor se pueden analizar estudiando los vectores de tensión y su contribución tanto en el subespacio principal como en los secundarios. Estos vectores de tensión se pueden obtener mediante el modelo del convertidor (ecuación 4.13) y la transformada de Clarke (ecuación 4.3) a partir de los diferentes estados de conmutación posibles. En la Figura 4.7c se ilustran los todos los vectores de tensión que aparecen en el caso nonafásico con los devanados de la máquina distribuidos simétricamente.



(a) Subespacio $\alpha - \beta$. **(b)** Subespacio $x_1 - y_1$. **(c)** Subespacio $x_2 - y_2$.

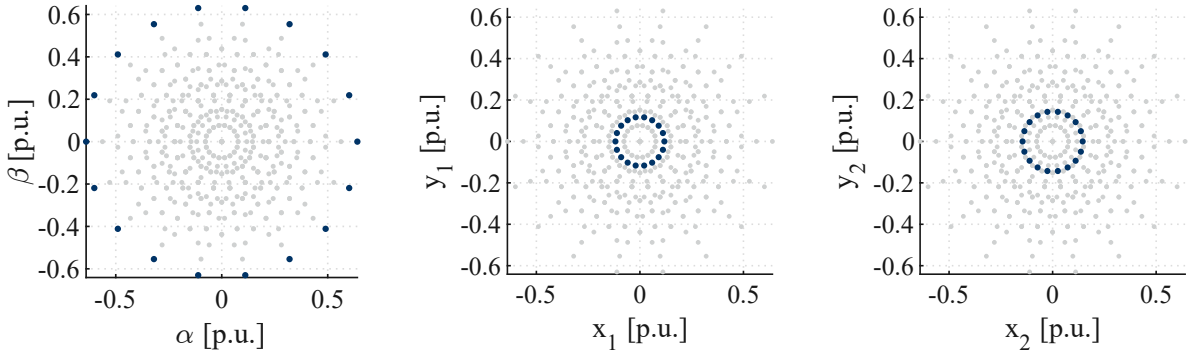
Figura 4.6: Vectores de tensión aplicables en el accionamiento nonafásico. Fuente: Elaboración propia.

En los accionamientos multifásicos, las acciones de control crece 2^N, por lo que resulta de gran interés el análisis de los vectores de tensión asociados a dichas acciones de control. Existen numerosas acciones de control que presentan muy poca contribución en el subespacio α-β mientras que su aportación en los subespacios secundarios x_1-y_1 y x_2-y_2 es considerable. Estas acciones de control resultan perjudiciales y por tanto resulta interesante realizar una "poda" de las acciones de control para considerar solamente las que presentan mayor contribución en el subespacio principal y mínima en el subespacio secundario. Para identificar dichas acciones óptimas, se emplea la métrica definida en la ecuación 4.27 [69], que relaciona la magnitud del vector en α-β con la magnitud combinada en los ejes secundarios.

$$R_{\alpha\beta/xy} = \frac{|v_{\alpha\beta}|}{\sqrt{|v_{x_1y_1}|^2 + |v_{x_2y_2}|^2}} \tag{4.27}$$

En el caso nonáfasico de este trabajo, lo vectores largos (Figura 4.7) son los que mayor ratio $R_{\alpha\beta/xy}$ presentan, obteniendo por tanto, las acciones de control óptimas en cuanto a producción de flujo y par con respecto a pérdidas por efecto Joule en el estator. Cabe destacar que, de las 512 estados de conmutación posibles en un sistema de 9 fases, la poda basada en esta métrica permite reducir el conjunto a solo 19 acciones efectivas (los 18 vectores largos y el vector nulo). En estrategias

de control donde se evalúan las diferentes acciones de control como en el MPC, resulta muy ventajoso esta poda reduciendo así el número de acciones de control a evaluar de 512 a 19 suponiendo una gran mejora en el coste computacional del algoritmo de control.



(a) Subespacio $\alpha - \beta$. **(b)** Subespacio $x_1 - y_1$. **(c)** Subespacio $x_2 - y_2$.

Figura 4.7: Vectores largos de tensión (LV). Fuente: Elaboración propia.

Por otro lado, el análisis de las acciones de control puede extenderse a la combinación controlada de varios vectores de tensión con el objetivo de mitigar los armónicos que se mapean en los subespacio secundarios reduciendo así las perdidas. A este enfoque se le conoce en el ámbito de los accionamientos multifásicos como soluciones multivectoriales [69–72]. El objetivo es lograr que la suma vectorial en los subespacios secundarios promedie a cero, sin penalizar significativamente el aprovechamiento del bus de continua en el subespacio α-β (es decir, manteniendo una tensión fundamental casi tan alta como la del vector largo).

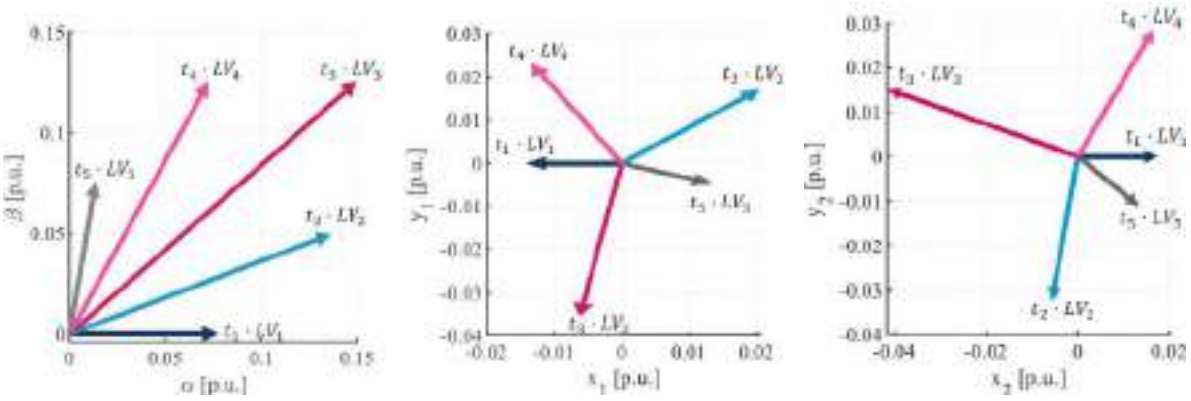
En el caso de la máquina simétrica de nueve fases con neutros aislados, se verifica que basta con cinco vectores largos adyacentes para cancelar por completo la contribución de los subespacios secundarios. Para diseñar estos vectores virtuales resultantes de múltiples vectores simples, se plantea el siguiente sistema de ecuaciones lineales (ecuación 4.28), donde se imponen condiciones para cancelar en x_1-y_1 y x_2-y_2 y se asegura que la suma de los tiempos de aplicación es la unidad:

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{V}_{xy}^{L1} & \boldsymbol{V}_{xy}^{L2} & \boldsymbol{V}_{xy}^{L3} & \boldsymbol{V}_{xy}^{L4} & \boldsymbol{V}_{xy}^{L5} \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}_{7\times 7} \cdot \boldsymbol{t}_{5\times 1} = \begin{bmatrix} 0_{4\times 1} \\ 1 \end{bmatrix}_{7\times 1} \tag{4.28}$$

siendo $\boldsymbol{V}_{xy}^{Li} = [v_{x_1}^{Li}\, v_{y_1}^{Li}\, v_{x_2}^{Li}\, v_{y_2}^{Li}]^T$ las contribuciones en x_1-y_1 y x_2-y_2 de 5 vectores largos adyacentes y $\boldsymbol{t}_{5\times 1} = [t_1\ t_2\ t_3\ t_4\ t_5]^T$ los tiempos de aplicacion de cada vector largo.

Al resolver este sistema para cualquier conjunto de cinco vectores largos consecutivos, se obtienen los siguientes tiempos de aplicación: $t_1 = 0,1205; t_2 = 0,2267; t_3 = 0,3054; t_4 = 0,2267; t_5 = 0,1205$. Estos valores presentan una simetría respecto al vector central (el tercer vector), siendo

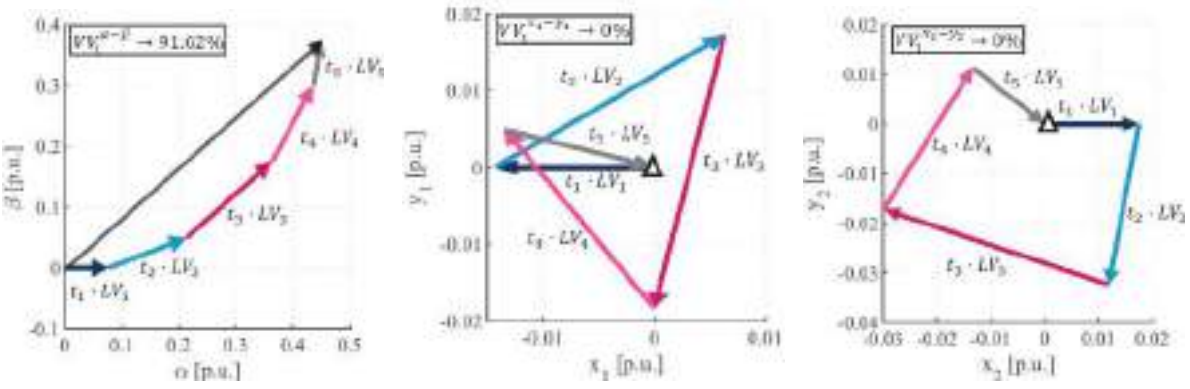
éste el que se aplica durante más tiempo y, por consiguiente, definiendo la dirección del vector virtual resultante. En la Figura 4.8 se muestran, a modo de ejemplo, los cinco vectores largos adyacentes con sus respectivos tiempos de aplicación que componen el vector virtual VV_1.



(a) Subespacio α-β. **(b)** Subespacio x_1-y_1. **(c)** Subespacio x_2-y_2.

Figura 4.8: Composición del vector virtual 1 [3].

La combinación lineal de los cinco vectores largos en las proporciones indicadas da como resultado un vector virtual cuya tensión en el subespacio α-β alcanza el 91,62 % de la magnitud de un vector largo aprovechando en gran parte el bus de continua, mientras que las contribuciones en x_1-y_1 y x_2-y_2 se cancelan completamente en promedio. Esto se visualiza gráficamente en la Figura 4.9, donde se observa que la resultante en los ejes secundarios es nula, al mismo tiempo que la proyección en α-β conserva gran parte de la amplitud original.



(a) Subespacio α-β. **(b)** Subespacio x_1-y_1. **(c)** Subespacio x_2-y_2.

Figura 4.9: Combinación lineal del vector virtual 1 [3].

4.1.6 Corrientes de referencia y regímenes de operación

Entre las distintas estrategias de control desarrolladas para máquinas eléctricas, la mayoría se fundamenta en un bucle interno de regulación de corrientes. En este contexto, uno de los aspectos clave es la generación de las corrientes de referencia necesarias para satisfacer una determinada consigna de par electromagnético.

Una estrategia sencilla y ampliamente utilizada consiste en imponer $i_d^* = 0$ en el caso de máquinas síncronas de imanes permanentes (PMSM) y calcular mediante la ecuación del par la corriente de referencia i_q^*. En cambio, para máquinas de inducción, se requiere establecer un cierto nivel de magnetización, lo que se traduce en una componente i_d^* constante y distinta de cero.

No obstante, con el objetivo de mejorar la eficiencia global del accionamiento, resulta de gran interés realizar un reparto óptimo de las corrientes i_d e i_q que maximice el par generado con la menor corriente posible. Para ello, se emplean técnicas avanzadas como el método de máximo par por amperio (MTPA, por sus siglas en inglés *Maximum Torque Per Ampere*) [1, 73], ampliamente reconocido por su efectividad.

El método MTPA se aplica en la región de operación en la que el sistema no alcanza la corriente nominal máxima. En esta región, aparece una primera limitación operativa, ecuación 4.29. El modulo de la corriente no puede ser superior a la corriente nominal de la máquina a fin de preservar su integridad de la máquina ante esfuerzos térmicos y asegurar un funcionamiento seguro.

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{nom}. \tag{4.29}$$

A continuación, el estudio se centra en determinar el reparto óptimo de las corrientes de referencia i_d^* e i_q^* que maximiza el par electromagnético generado por la máquina. Para ello, se parte de la expresión reducida del par eléctrico en el sistema de referencia d-q, dada por la ecuación 4.30:

$$T_e = \frac{9}{2} p[\lambda_{PM} i_q - (L_q - L_d) i_d i_q] \tag{4.30}$$

Para facilitar el análisis, se reescribe esta ecuación en función del módulo de la corriente i_s y el ángulo β que define su orientación respecto al eje d. Utilizando las relaciones trigonométricas de la siguiente ecuación. De esta forma, se obtiene la expresión del par eléctrico en función del ángulo β.

$$\begin{cases} i_d = i_s \cos\beta \\ i_q = i_s \sin\beta \end{cases}, \quad T_e = \frac{9}{2} p \left[\lambda_{pm} i_s \sin\beta - (L_q - L_d) i_s^2 \frac{\sin 2\beta}{2} \right] \tag{4.31}$$

A continuación, se trata de obtener el angulo β que maximiza el par para un modulo de corriente dado i_s. Esto se logra derivando la expresión anterior con respecto al ángulo que relaciona ambas corrientes e igualando a 0:

$$\frac{dT_e}{d\beta} = 0 \;\rightarrow\; \cos\beta_{mtpa} = \frac{-\lambda_{pm} + \sqrt{\lambda_{pm}^2 + 8(L_q - L_d)^2 i_s^2}}{4(L_q - L_d) i_s} \tag{4.32}$$

Despejando de la ecuación anterior la corriente i_s y sustituyéndola en la expresión $i_d = i_s \cos\beta$ se obtiene la corriente $i_{d,mtpa}$ con la que ya se puede calcular la corriente $i_{q,mtpa}$ conociendo la componente d y el modulo de la corriente:

$$\begin{cases} i_{d,mtpa} = \frac{-\lambda_{pm} + \sqrt{\lambda_{pm}^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_s^2}}{4(L_d - L_q)} \\ i_{q,mtpa} = \sqrt{i_s^2 - i_d^2} \end{cases} \tag{4.33}$$

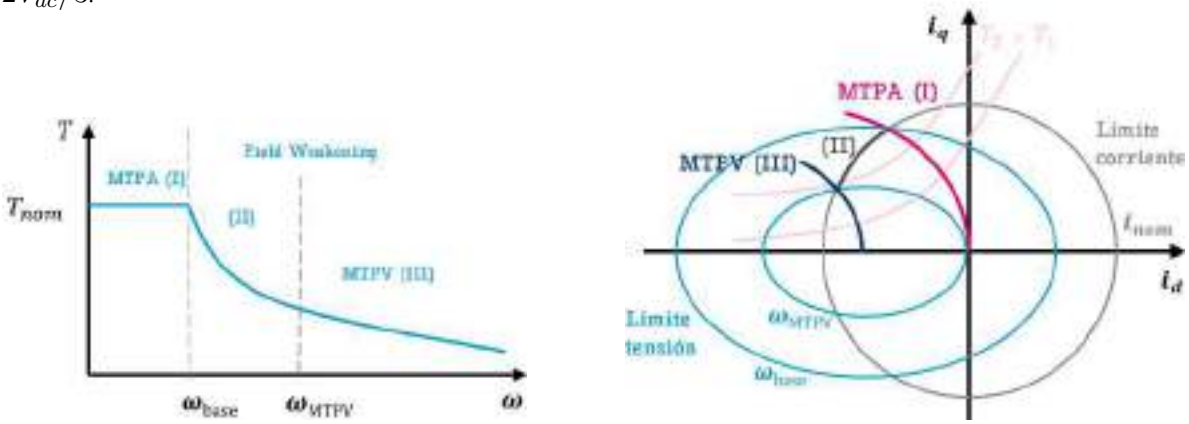
A partir de la ecuación 4.33, es posible calcular las corrientes de referencia óptimas para el control. Esta región operativa donde el módulo de la corriente i_s se encuentra comprendido entre cero y el valor nominal de la máquina. Esta zona se identifica como la región `I` en la Figura 4.10. No obstante, una vez alcanzado el límite de corriente nominal, no se puede aumentar más la corriente consumida, de modo que no se puede aumentar el par.

Otra de las principales limitaciones de las máquinas síncronas de imanes permanentes (PMSM) es el límite de tensión de excitación. La fuerza electromotriz inducida (*back emf*) aumenta proporcionalmente con la velocidad, debido al campo magnético permanente generado por los imanes del rotor. Cuando la suma de esta *back emf* y la caída de tensión del estator alcanza el valor máximo de tensión que puede suministrar el convertidor, el sistema entra en una situación de saturación de tensión. En ese punto, no es posible seguir aumentando la velocidad sin modificar la excitación del sistema, y se ha alcanzado el límite de potencia nominal.

Para continuar incrementando la velocidad de la máquina, habría que debilitar el campo magnético del rotor disminuyendo la corriente i_d mientras se cumple la ecuación 4.29. De esta forma la potencia eléctrica se mantiene constante mientras que se reduce el par eléctrico, permitiendo aumentar, por tanto, la velocidad operando a potencia nominal. Esta región de operación en la que se debilita el campo magnético se conoce como *field weakening* [74–76].

La región operativa de *field weakening* (región `II` de la Figura 4.10) comienza cuando la velocidad de la máquina alcanza un valor tal que se da la condición de saturación en tensión ($\sqrt{v_d^2 + v_q^2} = v_s \leq v_{max}$), ecuación 4.34, donde se desprecia la caída de tensión por la resistencia. La tensión máxima disponible depende de la técnica de modulación aplicada para actuar sobre el convertidor. En

concreto, con CBPWM es $V_{dc}/2$ (sin técnica de sobremodulación), con SVM es $V_{dc}/\sqrt{3}$ y con FCS es $2V_{dc}/3$.



(a) Curva característica T-ω. **(b)** Curvas características i_d-i_q.

Figura 4.10: Regiones operativa de la máquina. Fuente: Elaboración propia.

$$\begin{cases} (L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \lambda_{pm})^2 \leq \frac{v_{max}^2}{\omega_e^2} \\ \sqrt{i_d^2 + i_q^2} = i_s \end{cases} \tag{4.34}$$

Para operar en la región de *field weakening* las corrientes de referencias deben calcularse de modo que se cumpla el límite de tensión y la restricción de corriente, sistema de la ecuación 4.34. Operando, se obtienen las corrientes de referencias:

$$\begin{cases} i_{d,fw} = \frac{-\lambda_{pm} L_d + \sqrt{(\lambda_{pm} L_d)^2 - (L_d^2 - L_q^2)(\lambda_{pm}^2 + L_q^2 i_s^2 - \frac{v_{max}^2}{w_e^2})}}{(L_d^2 - L_q^2)} \\ i_{q,fw} = \sqrt{i_s^2 - i_{d,fw}^2} \end{cases} \tag{4.35}$$

Cabe destacar que la relación $-\lambda_{pm}/L_d$ representa el valor de la corriente i_d necesaria en el estator para cancelar el flujo del imán permanente. Cuando el valor absoluto de este parámetro es menor que la corriente nominal, existe una región de operación después de *field weakening* en la que se puede optimizar el par de la máquina con la tensión disponible, esta región es la de máximo par por voltio (MTPV, por sus siglas en ingles *Maximum Torque Per Voltage*), región `III` de la Figura 4.10 [77, 78].

Para calcular las corrientes de referencia en la región de máximo par por voltio (MTPV), es necesario expresar el par electromagnético como función del módulo de la tensión aplicada v_s y del ángulo δ que define la orientación del vector de tensión en el plano d-q. El objetivo es optimizar dicho ángulo para maximizar el par, lo que se logra resolviendo la expresión $\frac{dT_{em}}{d\delta} = 0$. Se parte de las tensiones v_d y v_q en función de las corrientes, obtenidas a partir del modelo de la máquina:

$$\begin{cases} v_d = \omega_e L_q i_q \\ v_q = \omega_e (L_d i_q + \lambda_{pm}) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} i_q = \frac{v_d}{\omega_e L_q} \\ i_d = (\frac{v_q}{\omega_e} - \lambda_{pm}) \frac{1}{L_q} \end{cases} \tag{4.36}$$

De la ecuación 4.36 se obtiene las corrientes i_d, i_q en función de las tensiones v_d, v_q. Estas tensiones pueden representarse a partir del módulo v_s y del ángulo δ, tal que:

$$\begin{cases} v_d = v_s \cos\delta \\ v_q = v_s \sin\delta \end{cases} \tag{4.37}$$

De esta forma sustituyendo en la ecuación del par eléctrico se obtiene la ecuación 4.38 en función del ángulo de la tensión.

$$T_e = \frac{9}{2} p \left[\lambda_{pm} \frac{v_s \cos\delta}{\omega_e L_q} - (L_q - L_d) \frac{v_s \cos\delta}{\omega_e L_q} (\frac{v_s \sin\delta}{\omega_e} - \lambda_{pm}) \frac{1}{L_q} \right] \tag{4.38}$$

A partir de esta expresión, se deriva respecto al ángulo δ e iguala a cero con el fin de encontrar el valor óptimo que maximiza el par bajo una tensión constante. El resultado es la siguiente expresión analítica para el ángulo de operación en la región MTPV:

$$\frac{dT_e}{d\delta} = 0 \rightarrow \sin\delta_{mtpv} = \frac{\lambda_{PM}(2L_q - L_d) + \sqrt{(\lambda_{PM}(2L_q - L_d))^2 + 8(\frac{v_s}{\omega_e}(L_q - L_d))^2}}{4\frac{v_s}{\omega_e}(L_q - L_d)} \tag{4.39}$$

Una vez obtenido el ángulo δ_{mtpv}, donde el modulo de la tensión corresponde con la máxima tensión, es posible calcular las tensiones v_d y v_q, y a partir de ellas las correspondientes corrientes de referencia i_d^* e i_q^* , que permiten operar en esta región optimizando el par en condiciones de limitación de tensión.

A partir de las expresiones analíticas desarrolladas para las estrategias MTPA, *field weakening* y MTPV, usando los parámetros eléctricos característicos de la máquina síncrona de imanes permanentes de nueve fases objeto de estudio, se han generado las curvas operativas correspondientes. Estas curvas se representan en la Figura 4.11, en la que se muestra las curvas operativas en el plano i_d-i_q, con las curvas de límite en tensión considerando modulación de vectores espaciales (SVM).

Se observa que, para los valores concretos de inductancias e intensidad nominal de esta máquina, la región MTPV no es alcanzable, ya que la condición para la aparición de esta zona – una corriente nominal inferior a la necesaria para cancelar completamente el flujo del imán permanente – no se

cumple. Por lo que la máquina opera únicamente en las regiones MTPA y *field weakening*, sin zona de MTPV.

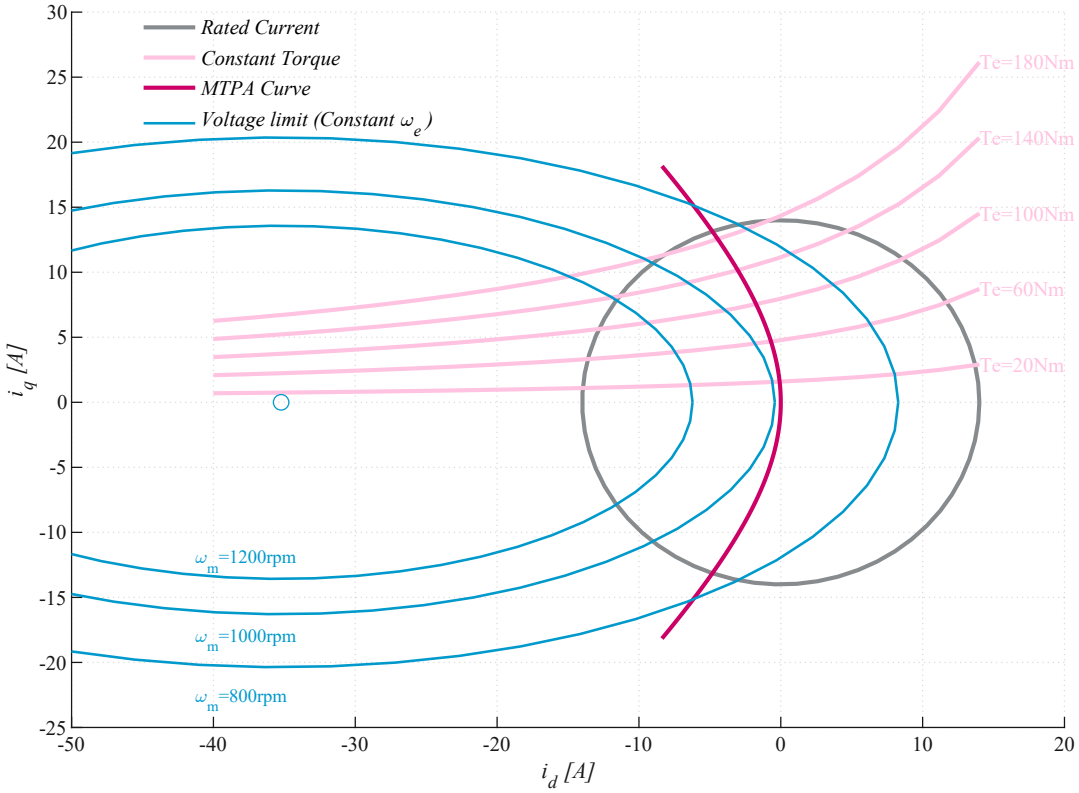


Figura 4.11: Curvas de operación de la máquina eléctrica de 9 fases PMSM con modulación SVM. Fuente: Elaboración propia.

4.2 Esquemas de control avanzados

En esta sección se abordan las principales metodologías de control que han sido ampliamente aceptadas tanto en el ámbito industrial como en la investigación. Estas estrategias, inicialmente desarrolladas para el control de máquinas trifásicas, han sido posteriormente adaptadas a arquitecturas más complejas como las máquinas eléctricas multifásicas, debido a las ventajas que estas presentan en términos de fiabilidad, reducción de esfuerzos por fase y mayores grados de libertad en el control.

Los esquemas de control aquí presentados constituyen la base sobre la que se han desarrollado numerosas técnicas avanzadas y propuestas recientes en el ámbito del accionamiento eléctrico. En particular, se distinguen dos grandes categorías: los métodos de control lineales, como el Control de Campo Orientado (FOC, *Field Oriented Control*) [79–81], y los métodos de control no lineales, tales como el Control Directo de Par (DTC, *Direct Torque Control*) [82–84], el Control Predictivo Basado en Modelo (MPC, *Model Predictive Control*) [70, 85–89].

La clasificación anterior se fundamenta principalmente en la forma en que se escogen las acciones de control. Mientras que los controles lineales definen referencias mediante reguladores clásicos como los controladores PI, los controles no lineales seleccionan directamente las acciones de conmutación, bien mediante funciones de coste como en el caso del MPC o mediante controladores de histéresis junto con *look-up table* en el caso del DTC. Esta característica dota a los métodos no lineales de una notable flexibilidad, permitiendo incorporar restricciones, optimizar la calidad de las señales eléctricas y reducir el número de conmutaciones o las pérdidas por armónicos.

A lo largo de este apartado se detallan con profundidad los principios de funcionamiento y características principales de cada una de estas metodologías, así como su aplicación al caso particular del accionamiento nonafásico modelado en este trabajo. Esta caracterización es esencial para comprender los fundamentos de los ensayos realizados y justificar las estrategias de control propuestas.

4.2.1 Control de campo orientado (FOC)

El control de campo orientado (FOC, por sus siglas en inglés Field Oriented Control) constituye una de las estrategias de control más relevantes en el ámbito de los accionamientos eléctricos de corriente alterna (AC). Su desarrollo, atribuido a los trabajos pioneros de K. Hasse en 1969 y F. Blaschke en 1971, supuso una revolución en la forma de operar máquinas trifásicas, al introducir un esquema de control que emula la simplicidad de control de una máquina de corriente continua [79]. Este nuevo esquema de control supuso una gran mejora frente a métodos escalares tradicionales como el control V/f [90] que resultaba insuficiente para aplicaciones que requerían un control dinámico preciso de par o velocidad.

Hasta entonces, las máquinas de corriente alterna no presentaban interés desde el punto de vista industrial en el que se requería un control preciso de los procesos, mientras que las máquinas de corriente continua presentaban mecanismos de regulación más sencillos. Sin embargo, con la introducción del FOC en las máquinas trifásicas, estas han sido ampliamente adoptadas tanto en aplicaciones industriales como en movilidad eléctrica.

4.2.1.1 Principio de funcionamiento

El principio fundamental del FOC reside en transformar las corrientes del estator, que presentan un comportamiento no lineal y acoplado en coordenadas de fase, a un sistema desacoplado en coordenadas ortogonales mediante las transformadas de Clarke y Park. En el sistema de referencia síncrono resultante, la componente directa i_d se encarga del control del flujo, mientras que la componente de cuadratura i_q regula el par electromagnético. Esta separación permite implementar lazos de control lineales para cada componente.

Desde el punto de vista energético, la componente directa i_d se asocia a la potencia reactiva, mientras que la componente en cuadratura i_q corresponde a la potencia activa. Esta distinción resulta particularmente útil en sistemas conectados a red, donde es frecuente emplear esta estructura para gestionar el factor de potencia, entre otras funciones. En máquinas que requieren magnetización activa, como las de inducción, la necesidad de mantener un flujo implica proyectar parte de la corriente sobre el eje d, lo que conlleva un aumento del consumo de reactiva y, en consecuencia, un menor factor de potencia y mayor consumo de corriente total.

Este esquema de control admite diferentes variantes en función del tipo de flujo de referencia que se utilice (estator o rotor). En el caso de máquinas síncronas de imanes permanentes (PMSM), el esquema más común es el llamado Rotor Field Oriented Control (RFOC), dado que la velocidad del campo magnético del estator y del rotor es la misma, y la posición inicial del rotor puede obtenerse directamente mediante sensores (como encoders incrementales o absolutos). En este caso, el control del par se basa en regular únicamente i_q, mientras que i_d se mantiene nulo o se ajusta en función de estrategias como MTPA (Maximum Torque Per Ampere) o *field weakening*.

En máquinas de inducción, en las que existe un deslizamiento entre la velocidad del estator y la del rotor, se recurre a técnicas de estimación de la orientación del flujo rotórico. Existen dos enfoques principales:

- **DRFOC (Direct Rotor Field Oriented Control)**: emplea medidas de corriente y tensión en la máquina para calcular directamente la posición del flujo del rotor.
- **IRFOC (Indirect Rotor Field Oriented Control)**: utiliza los parámetros del modelo de la máquina y medidas de corrientes estatóricas para calcular de forma indirecta la posición.

Estas variantes son especialmente relevantes en la industria, donde las máquinas de inducción son predominantes por su robustez y bajo coste.

También se han desarrollado esquemas de control *sensorless* basado en modelo de observadores extendidos en los que a partir de parámetros de la máquina y medidas de corrientes de fase se pueden estimar variables como el flujo, el ángulo, la velocidad y el par [4, 91].

En el caso de máquinas multifásicas, como la nonafásica empleada en este proyecto, el control FOC se extiende más allá del subespacio d-q. Si bien en un sistema trifásico este subespacio concentra toda la dinámica relevante, en sistemas multifásicos con devanados concentrados, pueden existir contribuciones relevantes al par y al flujo provenientes de subespacios secundarios, como x-y y armónicos de orden superior. En estos casos, es posible no solo controlar el par a través del subespacio principal, sino también explotar los subespacios adicionales mediante la inyección controlada de armónicos, incrementando la densidad de par o generando perfiles específicos de excitación para optimizar el rendimiento del sistema [92].

En este sentido, si bien el FOC tradicional considera nulas las corrientes en estos subespacios secundarios (para reducir pérdidas y simplificar el control), existen estrategias avanzadas que permiten aprovechar su influencia, lo que abre nuevas posibilidades en el diseño de accionamientos eléctricos multifásicos de alto rendimiento.

4.2.1.2 Esquema de control

En el caso particular de este trabajo, se ha modelado una máquina síncrona de imanes permanentes de nueve fases (PMSM), para la cual se ha implementado un esquema de control RFOC. Dado que en este tipo de máquina el flujo de excitación es constante (aportado por los imanes permanentes), el control de par se realiza exclusivamente a través de la componente i_q, mientras que i_d se mantiene en cero o se ajusta según la estrategia MTPA o en regiones de *field weakening*.

En este trabajo centrado en controlar el par, el control se basa en un lazo interno de corriente, donde las corrientes i_{dqxy} de referencia son generadas directamente a partir del par deseado. Estas referencias se comparan con las corrientes reales transformadas, generando errores que son procesados por reguladores PI independientes, cuya salida son las tensiones de referencia v_{dqxy}, véase Figura 4.12.

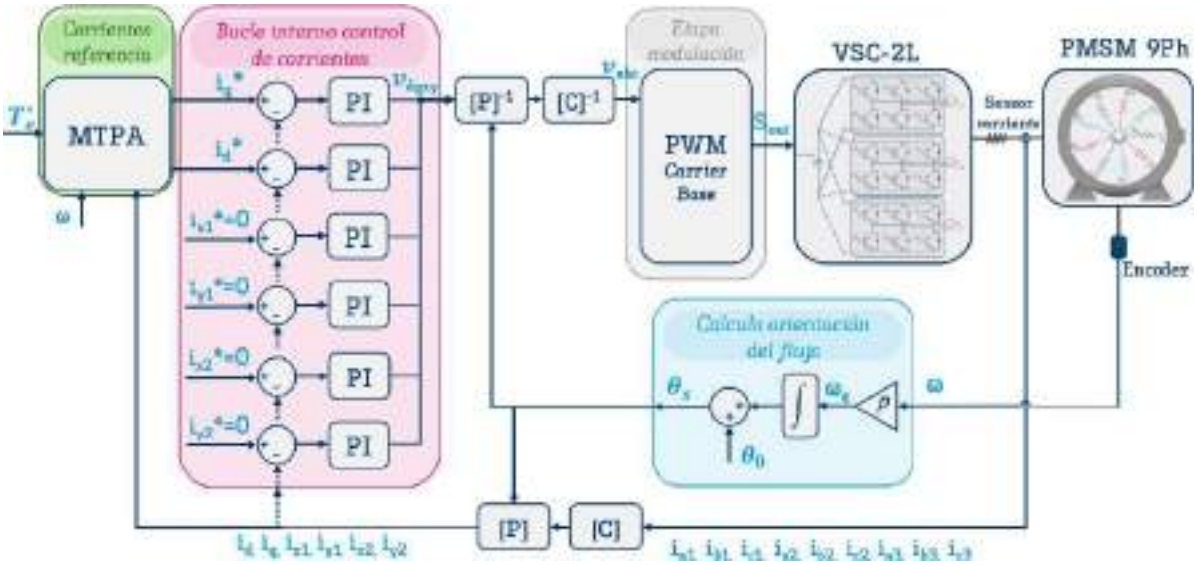


Figura 4.12: Esquema RFOC para máquina de 9 fases de imanes permanentes. Fuente: Elaboración propia.

Estas tensiones de control se transforman posteriormente a coordenadas de fase mediante las transformadas inversas de Park y Clarke, obteniéndose así las señales que alimentan la etapa de modulación del convertidor. Para este caso, existen dos técnicas de modulación ampliamente utilizadas: la modulación por ancho de pulso basada en portadora (*carrier-based PWM*, CBPWM) sencilla de

implementar y con frecuencia de conmutación constante; y la modulación por vectores espaciales (*Space Vector Modulation*, SVM) permite un mayor aprovechamiento del bus de continua, siendo más adecuada para operación en altas velocidades o situaciones cercanas al límite de tensión.

En el caso de máquinas multifásicas como la nonafásica modelada, el FOC se aplica principalmente en el subespacio fundamental (α-β), donde se concentra la mayor contribución al par electromagnético. No obstante, en estas máquinas también existen subespacios secundarios (x-y) que, en función de la topología del devanado, pueden tener influencia en el comportamiento dinámico. En este trabajo se ha optado por anular las corrientes en dichos subespacios con el objetivo de minimizar las pérdidas adicionales y simplificar el esquema de control.

4.2.2 Control directo de par (DTC)

Tras la consolidación del FOC, surgieron nuevas líneas de investigación orientadas a mejorar su rendimiento dinámico y simplificar su implementación. En la década de 1980, investigadores como Isao Takahashi, Toshihiko Noguchi y Manfred Depenbrock propusieron de manera independiente una innovadora estrategia denominada Control Directo de Par (DTC, por sus siglas en ingles *Direct Torque Control*) [82, 83]. Aunque Depenbrock la denominó inicialmente Direct Self-Control (DSC) y registró patentes en 1984, se reconoce que Takahashi y Noguchi presentaron trabajos similares en 1984–1986, por lo que la autoría suele atribuirse de forma conjunta.

El DTC presenta dos ventajas significativas frente al FOC que lo han hecho competitivo. Por un lado presenta simplicidad conceptual y estructural al prescindir de transformadas de coordenadas (Clarke–Park), controladores PI de corriente y moduladores PWM. El método emplea estimaciones de par y flujo, con una tabla de conmutación sencilla con comparadores de histeresis. Por otro lado, presenta muy buena respuesta dinámica que permite cambios muy rápidos en par y flujo, con respuesta sin sobreimpulso, gracias a la acción directa de selección de vectores de tensión mediante bandas de histéresis.

El DTC tuvo un impacto notable en aplicaciones de gran potencia. ABB introdujo su controlador ACS600 en 1995 y posteriormente los modelos ACS800/ACS880, incorporando el control directo de par en sistemas de tracción ferroviaria y convertidores industriales.

4.2.2.1 Principio de funcionamiento

El principio fundamental del control directo de par consiste en la selección directa de estados de conmutación del convertidor, basándose en el control explícito del par electromagnético y del flujo magnético interno de la máquina. Este esquema de control está basado en un lazo interno compuesto por controladores de histéresis, los cuales evalúan continuamente los errores del flujo magnético

y del par electromagnético respecto a sus referencias. Según la evaluación instantánea de estos errores, se selecciona en cada periodo de muestreo el estado de conmutación óptimo a partir de una tabla de selección predefinida (*look-up table*). Dicha tabla contiene los diferentes estados del inversor clasificados según su efecto sobre el incremento o disminución del flujo y el par.

Aunque la simplicidad conceptual y la rápida respuesta dinámica son ventajas significativas del DTC frente al control de campo orientado, este método presenta ciertas limitaciones. La más destacada radica en el aumento considerable del rizado (ripple) tanto del par electromagnético como del flujo magnético. Este fenómeno es consecuencia directa del uso de controladores de histéresis, generando, además, un incremento del rizado en las corrientes de fase, con efectos adversos sobre el rendimiento global del accionamiento.

Estas limitaciones se acentúan especialmente cuando el DTC se implementa en máquinas multifásicas. En los sistemas multifásicos muchos de los estados de conmutación que producen flujo y par útiles en el subespacio principal (α-β) también generan inevitablemente componentes armónicas en los subespacios secundarios (x-y). Esto conlleva una inyección indeseada de armónicos de bajo orden, afectando negativamente tanto la calidad de la señal como la eficiencia global del sistema eléctrico.

Para paliar estas limitaciones, se han desarrollado diversas variantes del DTC enfocadas a reducir la generación de armónicos indeseados. Algunas estrategias optan por integrar etapas explícitas de modulación PWM. Esto permite reducir el contenido armónico de la corriente y mantener constante la frecuencia de conmutación, aunque se pierde parcialmente la simplicidad y rapidez del esquema DTC original. Otra alternativa son los métodos multi-vectoriales, que aplican múltiples estados de conmutación durante un mismo periodo de muestreo. Mediante esta estrategia, se consigue satisfacer simultáneamente los requisitos del subespacio principal (control efectivo del par y flujo) y los subespacios secundarios (mitigación de armónicos) [84].

4.2.2.2 Esquema de control

El esquema de control directo de par (DTC) fundamenta su operación en controladores de histéresis que determinan directamente los incrementos o decrementos requeridos en las variables internas del sistema, específicamente el flujo magnético estatórico y el par electromagnético. Para seleccionar el estado de conmutación óptimo del inversor en cada periodo de muestreo, el DTC utiliza una tabla predefinida (*look-up table*). Esta tabla recoge una serie de estados de conmutación evaluados previamente según sus efectos en la producción de flujo y par. Dicha selección se basa en una evaluación inmediata de los estados saturados definidos por los controladores de histéresis.

La operación del control DTC requiere, además, un observador reducido que estima continuamente tanto el flujo magnético estatórico como el par electromagnético en función de variables medidas

del sistema. Este observador también proporciona la orientación angular del flujo rotórico, necesaria para determinar la ubicación del flujo dentro de diferentes sectores angulares específicos.

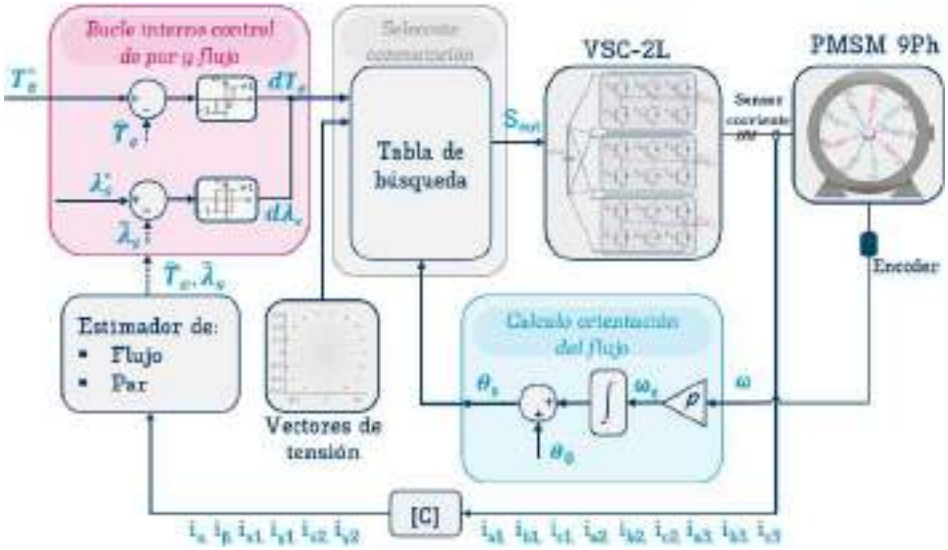


Figura 4.13: Esquema DTC para PMSM de 9 fases. Fuente: Elaboración propia.

La estimación del par electromagnético en este esquema de control se obtiene mediante el producto vectorial del flujo estatórico y las corrientes proyectadas en el subespacio principal α-β. En la Figura 4.13 se representa el esquema de control mencionado en el que se estima el flujo y el par, obteniendo en este caso la posición del rotor integrando la velocidad medida. Esto es posible al tratarse de una máquina síncrona, sin embargo para máquinas asíncronas también es posible estimar la posición del flujo estatórico.

Con las variables de control estimadas y las referencias se obtiene los incrementos de par y flujo requeridos en cada periodo de control, que se comparan mediante bandas de histéresis definidas con los valores umbral máximo y mínimo (HT_e para el par y $H\lambda_e$ para el flujo). En función de estos umbrales, se toman diferentes estados con el objetivo de aumentar, mantener o disminuir el par y aumentar o disminuir el flujo de acuerdo a las siguientes condiciones:

$$\begin{cases} \Delta T_e > HT_e & \Rightarrow x_T = 1 \quad \text{(aumentar par)} \\ -HT_e > \Delta T_e > HT_e & \Rightarrow x_T = 0 \quad \text{(no hacer nada)} \\ \Delta T_e < -HT_e & \Rightarrow x_T = -1 \quad \text{(disminuir par)} \end{cases},$$

$$\begin{cases} \Delta\lambda_e > H\lambda_e & \Rightarrow x_\lambda = 1 \quad \text{(aumentar flujo)} \\ \Delta\lambda_e < -H\lambda_e & \Rightarrow x_\lambda = -1 \quad \text{(disminuir flujo)} \end{cases}.$$

Finalmente, el control sectorizado constituye un elemento fundamental en la selección eficiente de los estados de conmutación en el esquema DTC. A partir del cálculo del ángulo de posición del vector de flujo estatorico, se divide el plano α-β en varios sectores angulares. Dentro de cada uno de ellos, existen determinados vectores de conmutación cuya aplicación resulta más eficaz para inducir las variaciones deseadas en el par electromagnético y en el módulo del flujo. En función del sector identificado y de los requerimientos instantáneos sobre el par y el flujo (denotados por x_T y x_λ, respectivamente), se accede a una tabla de decisión (*look-up table*) que determina el vector de conmutación óptimo a aplicar. Esta estrategia proporciona un control directo, robusto y de rápida respuesta, al tiempo que simplifica la estructura del algoritmo al evitar la necesidad de reguladores convencionales y transformaciones rotatorias.

4.2.3 Control predictivo basado en modelo (MPC)

En el contexto del desarrollo y evolución de esquemas avanzados para el control de accionamientos eléctricos, el interés de la comunidad científica e ingenieril se ha dirigido progresivamente hacia técnicas alternativas al control de campo orientado (FOC) y al control directo de par (DTC). En este sentido, el Control Predictivo Basado en Modelo (MPC, por sus siglas en inglés *Model Predictive Control*) ha emergido como una metodología especialmente prometedora, gracias a sus atributos distintivos tales como la flexibilidad, la capacidad de manejar restricciones operativas y la alta capacidad dinámica que proporciona.

El MPC se originó inicialmente en los años 70 como una estrategia de control avanzado destinada a procesos complejos en la industria química, específicamente en reactores y columnas de destilación [93]. Sin embargo, debido a su versatilidad, facilidad relativa de implementación y capacidad para optimizar el comportamiento dinámico de sistemas complejos, pronto trascendió las fronteras de su aplicación original. Esta metodología se basa en el uso explícito de modelos matemáticos que permiten predecir el comportamiento futuro del sistema, lo que hace posible seleccionar acciones de control óptimas en cada periodo de muestreo.

En el ámbito de los accionamientos eléctricos multifásicos, el MPC ha demostrado un desempeño particularmente eficiente, permitiendo considerar explícitamente las restricciones inherentes del sistema eléctrico, reducir los armónicos de corriente y mejorar significativamente la respuesta dinámica frente a perturbaciones, introducido en máquinas multifásicas en 2009 por F. Barrero et al [85]. Estas cualidades han impulsado un creciente interés en su aplicación para el control de máquinas eléctricas multifásicas [86], donde las ventajas del MPC pueden aprovecharse plenamente debido a la complejidad y el mayor número de grados de libertad disponibles en estos sistemas.

4.2.3.1 Principio de funcionamiento

El principio de funcionamiento del control predictivo basado en modelo (MPC) se sustenta en el uso de un modelo matemático discretizado de la máquina eléctrica, el cual permite anticipar el comportamiento futuro del accionamiento ante diferentes acciones de control. Esta capacidad predictiva convierte el control de la máquina en un problema de optimización, donde la acción seleccionada es aquella que minimiza el error previsto entre las señales de referencia deseadas y las predicciones obtenidas mediante el modelo.

Una característica destacada del MPC es su implementación intuitiva y su capacidad para proporcionar una excelente respuesta dinámica ante cambios rápidos en las condiciones operativas o perturbaciones externas. Adicionalmente, este esquema de control es notablemente versátil, facilitando la incorporación directa de modificaciones en el modelo predictivo y restricciones operativas que reflejan con precisión las condiciones reales del accionamiento.

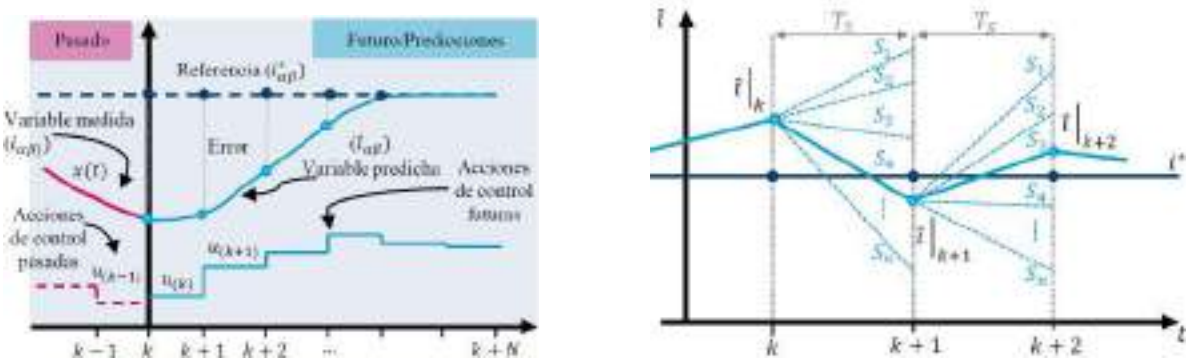
Sin embargo, la flexibilidad inherente al MPC también incrementa su complejidad computacional, ya que evaluar múltiples acciones de control implica un coste de cálculo elevado. No obstante, los recientes avances en procesamiento digital de señales y hardware especializado han contribuido a mitigar sustancialmente esta limitación.

En el contexto del control de máquinas eléctricas multifásicas, una variante especialmente destacada es el control predictivo finito basado en modelo (FCS-MPC, por sus siglas en inglés *Finite Control Set Model Predictive Control*) [87]. Este método utiliza una función de coste para evaluar todas las posibles acciones de control, determinando la que minimiza el error entre las variables predichas y sus referencias, y aplica directamente los estados discretos de conmutación del convertidor. A diferencia del MPC continuo (CCS-MPC, por sus siglas en inglés *Continuous Control Set Model Predictive Control*) [88], que genera tensiones continuas y requiere una etapa adicional de modulación.

La función de coste empleada en el FCS-MPC ofrece una gran flexibilidad, permitiendo considerar simultáneamente múltiples objetivos y restricciones operativas, lo que resulta particularmente ventajoso en sistemas multifásicos donde existe una mayor cantidad de grados de libertad y variables a controlar. La función de coste introduce factores de peso que es necesario ajustar para maximizar el rendimiento del sistema. Además, existen recientes contribuciones que plantean estrategias predictivas sin factores de pesos o en las que los factores de peso se calculan usando técnicas de inteligencia artificial que se pueden entrenar mediante datos extraídos de simulaciones [94].

No obstante, la implementación digital del FCS-MPC introduce un retardo conocido como One-Step Delay (OSD) [95], que corresponde al desfase temporal entre el cálculo del estado de conmutación óptimo a partir de las corrientes predichas y su aplicación efectiva. En la Figura 4.14 se puede apreciar que a partir del instante k, si se pretende calcular la actuación optima para el instante $k+1$, es necesario predecir en primer lugar el estado del sistema en $k+1$ para evaluar entre las diferentes

acciones de control disponible, cual es la que minimiza el error de las variables de estado predichas con respecto a la referencia en el instante $k+2$.



(a) Seguimiento de las variables. **(b)** Selección acciones de control optimas.

Figura 4.14: Predicción del esquema MPC y selección de acciones [3].

También se han desarrollados variantes avanzadas del MPC multivectoriales [70], las cuales combinan múltiples vectores de tensión para formar vectores virtuales con producción en x-y nula. Estos vectores virtuales de tensión se calculan *offline* y se introducen como las acciones de control disponible logrando un gran calidad de señal al promediar cero las tensiones del subespacio secundario. Por otro lado, la implementación de horizontes de predicción prolongados en FCS-MPC como el propuesto por Carrillo-Rios et al [89], supera la restricción de un solo paso y logra mejoras en el rendimiento del control. Extender el horizonte permite mejorar la precisión del seguimiento de la referencia y reducir el rizado, a pesar del incremento exponencial en el coste computacional.

Estudios comparativos con los esquemas de control convencionales ha concluido que este esquemas de control permite contemplar restricciones adicionales, presentando una gran capacidad dinámica frente a métodos establecidos como el FOC. Además, reduce las perdidas por conmutación del convertidor resultando una solución realmente eficiente [96].

4.2.3.2 Esquema de control

En este trabajo, se realiza un control del par con el esquema del control predictivo basado en modelo mediante acciones finitas de control podadas (FCS-MPC con vectores largos y el nulo), aplicado específicamente al control de una máquina nonafásica de imanes permanentes, véase Figura 4.15. En primer lugar se encuentra el generador de corrientes de referencias y seguidamente el lazo interno, cuya función consiste en controlar las corrientes mediante un enfoque predictivo. Este control interno se lleva a cabo mediante la minimización de una función de coste definida como la suma ponderada de los errores cuadráticos en cada una de las componentes de corriente objetivo. La ponderación

asignada a cada componente dentro de la función de coste es crítica, debiendo determinarse mediante un proceso iterativo de calibración para asegurar un rendimiento óptimo del sistema.

Una característica distintiva del esquema presentado es la rotación de las variables de referencia del sistema desde el marco de referencia giratorio d-q hacia el marco estacionario ortonormal α-β, donde efectivamente se realiza el control. Esta elección metodológica evita la necesidad de rotar las acciones de control para cada periodo de muestreo, procedimiento que implicaría un elevado coste computacional.

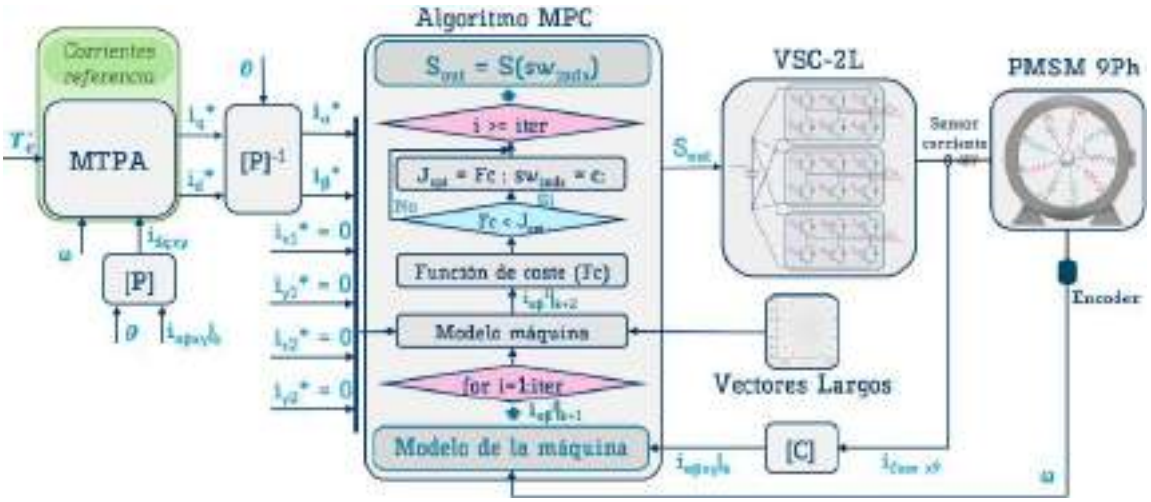


Figura 4.15: Esquema FCS-MPC para máquina de 9 fases de imanes permanentes. Fuente: Elaboración propia.

El núcleo del esquema MPC reside en el modelo discretizado en espacio de estados, empleado para anticipar la evolución de las corrientes ante las distintas acciones posibles en el periodo de control siguiente. Estos modelos discretizados fueron descritos en detalle en la Sección 4.1.3.3, y permiten relacionar los estados futuros con el estado actual del sistema y las entradas de control disponibles.

Adicionalmente, para mitigar el impacto negativo del retardo inherente (*one step delay*, OSD) en la implementación digital del control predictivo, se aplica una primera predicción con el estado de conmutación del instante k para conocer el estado de las corrientes en el instante. En este punto, en el esquema MPC se evalúa cada una de las acciones de control con la función de coste (ecuación 4.40) a partir el estado de las corrientes predichas en el instante $k+2$.

$$J_n = e_\alpha^2 + e_\beta^2 + K_{xy_1}(e_{x_1}^2 + e_{y_1}^2) + K_{xy_2}(e_{x_2}^2 + e_{y_2}^2), \tag{4.40}$$

siendo $e_\alpha, e_\beta, e_{x_1}, e_{y_1}, e_{x_2}, e_{y_2}$ el error entre la corriente de referencia y la corriente predicha en $k+2$ de cada componente, y K_{xy_1}, K_{xy_2} los factores de peso de las componentes de los subespacios secundarios.

4.2.4 Método propuesto MPC con modulación radial (MPC-ta)

En el caso de la máquina nonafásica objeto de estudio, las acciones de control disponible tras la "poda" son los vectores largos, que presentan poca proyección en los subespacios secundarios x-y (véase Figura 4.7). Esta selección de acciones de control proporciona buenos resultados en condiciones nominales de operación. Sin embargo, en puntos de operación bajos, donde se requiere un pequeño módulo de tensión en el subespacio principal α-β, se observa una significativa reducción en la calidad del control, obteniendo un aumento considerable del rizado en las corrientes. Este fenómeno se debe principalmente a que las acciones de control disponibles generan incrementos abruptos en las corrientes de fases.

Ante esta limitación, y con el objetivo de mejorar la adaptación del MPC a cualquier punto de operación utilizando estas acciones óptimas, se propone implementar una técnica de modulación radial. Esta técnica permite ajustar el tiempo de aplicación del vector seleccionado en cada periodo de control, generando el modulo de tensión requerido para seguir la corriente de referencia. En la literatura ya existen métodos como el PULLA-MPC [97], que utiliza una modulación radial basada en una relación entre la corriente de referencia i_q^* y su valor máximo $i_{q,max}$. Dicho método no contempla directamente variables importantes como la velocidad de la máquina o el estado del conjunto de las corrientes. Estas variables tienen un impacto directo en los requerimientos reales del modulo de tensión durante cada periodo de control.

Por esta razón, en este trabajo se propone un nuevo método para determinar el tiempo de aplicación del vector seleccionado, fundamentado en el módulo de tensión requerido en el subespacio principal α-β en cada periodo de control. Esta estrategia no solo ajusta de forma precisa la tensión en el subespacio principal al valor demandado, sino que también reduce simultáneamente la generación de componentes indeseadas en los subespacios secundarios asociados a pérdidas.

Para ello, teniendo en cuenta que el objetivo principal es alcanzar la corriente de referencia, en la ecuación 4.41 se opera con el modelo reducido de la máquina en espacio de estado y se deduce la tensión optima que permite alcanzar la referencia en cada instante de control.

$$\begin{cases} \boldsymbol{i_{k+2}} = [\Phi] \cdot \boldsymbol{i_{k+1}} + [\Gamma] \cdot \boldsymbol{v_{k+1}} + [\Delta] \\ \boldsymbol{i_{k+2}} = \boldsymbol{i^*} \end{cases} \rightarrow \ \boldsymbol{v_{k+1,opt}} = [\Gamma]^{-1}(\boldsymbol{i^*} - [\Phi] \cdot \boldsymbol{i_{k+1}} - [\Delta]) \tag{4.41}$$

A partir de esta tensión de referencia, se obtiene el módulo en el subespacio principal que está directamente relacionado con la generación del par, y se relaciona con el módulo de los vectores largos empleados. De esta manera, el tiempo de aplicación t_a queda determinado por la siguiente

expresión:

$$t_a = \frac{\sqrt{v_{\alpha,opt}^2 + v_{\beta,opt}^2}}{0,64 \cdot v_{dc}}. \tag{4.42}$$

Otra ventaja destacable del método propuesto para determinar el t_a es su dependencia explícita con respecto a la tensión del bus de continua v_{dc}. Esta característica es especialmente importante en aplicaciones reales, como en vehículos eléctricos, donde la tensión del bus varía en función del estado de carga del paquete de baterías y de la caída de tensión provocada por la corriente instantánea de descarga.

En consecuencia, considerando la acción de control seleccionada y el tiempo de aplicación calculado en cada periodo de muestreo, es posible definir el vector promedio aplicado en la máquina según la siguiente relación:

$$\boldsymbol{v}_{out} = t_a \boldsymbol{v}_{sel} + (1 - t_a)\boldsymbol{v}_0 = t_a \boldsymbol{v}_{sel} \ , \tag{4.43}$$

donde $\boldsymbol{v}_{out}$ es el vector de tensión promediado en cada periodo de control, $\boldsymbol{v}_{sel}$ el vector de tensión seleccionado y $\boldsymbol{v}_0$ el vector de tensión nulo.

Finalmente, en la Figura 4.16 se muestra el esquema completo del control propuesto, denominado FCS-MPC-ta, el cual representa una pequeña modificación respecto al esquema convencional del MPC, pero que proporciona notables mejoras en la calidad del control, particularmente en condiciones operativas variables.

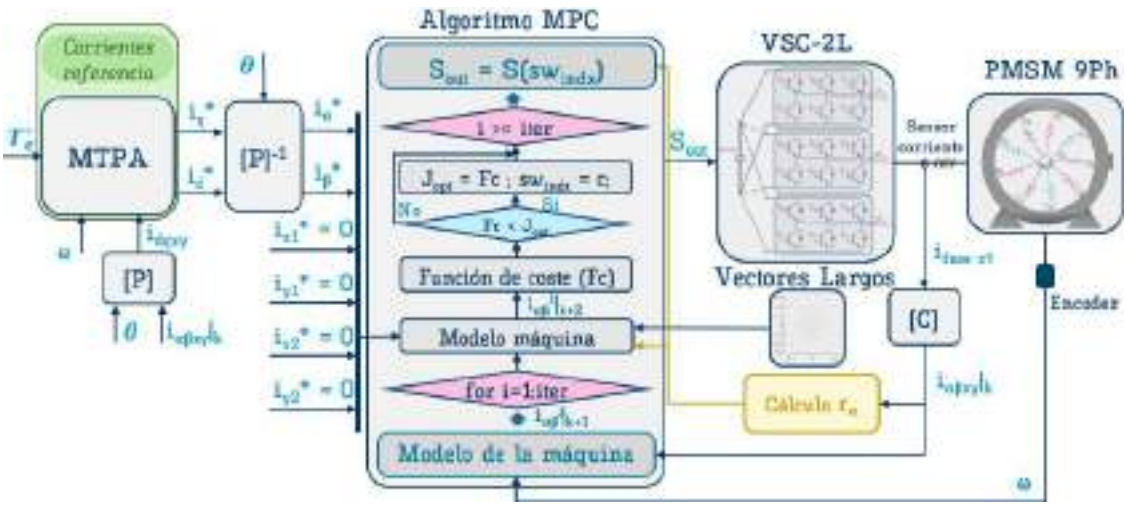


Figura 4.16: Esquema FCS-MPC-ta para máquina de 9 fases de imanes permanentes. Fuente: Elaboración propia.

Capítulo 5

Implementación del modelo y control

Contenido

5.1. Modelado del vehículo en MATLAB/Simulink **94**
5.1.1. Modelado de la dinámica del vehículo 97
5.1.2. Modelado del tren de tracción 99
5.1.3. Modelado de la interacción neumático/calzada 100
5.1.4. Modelado del E-Powertrain 101
5.2. Controles avanzados implementados en el simulador **107**
5.2.1. Control del reparto de par en rueda 107
5.2.2. Control de la máquina nonafásica 112
5.3. Implementación en la bancada **123**
5.3.1. Librerías del proyecto 125
5.3.2. Librería "lablib" 125
5.3.3. Librería "data_type" 128
5.3.4. Perfil dinámico de par/velocidad 130
5.3.5. Programa principal de los esquemas de control 133

Este capítulo tiene como objetivo presentar la implementación práctica del modelo dinámico del vehículo eléctrico de competición y los esquemas de control desarrollados, todo ello integrado en un entorno de simulación en *MATLAB/Simulink*. A partir de los fundamentos teóricos establecidos en capítulos anteriores, se estructura un modelo modular y jerárquico que permite evaluar, de forma detallada y parametrizable, el comportamiento del vehículo bajo distintos escenarios dinámicos y estrategias de control.

En primer lugar, se aborda el modelado completo del vehículo en *Simulink*, incluyendo la dinámica longitudinal, lateral y vertical, así como la interacción neumático-calzada y el sistema de tracción distribuida. Esta implementación incorpora un enfoque basado en programación orientada a objetos que facilita la configuración y reutilización de parámetros, permitiendo representar distintas arquitecturas de vehículo.

A continuación, se describen los distintos esquemas de control avanzados desarrollados en el marco del proyecto. Se implementa el reparto dinámico del par en rueda mediante *torque vectoring*, así como un sistema de control de tracción que optimiza la entrega de par en función de las condiciones de adherencia. Además, se introduce el control de la máquina síncrona de imanes permanentes nonafásica empleando diferentes estrategias: control de campo orientado (FOC) con modulación PWM basada en portadora y con vectores espaciales, control predictivo basado en modelo (MPC) y su versión mejorada con modulación radial (MPC-ta).

Finalmente, se presenta la implementación de los esquemas de control en una bancada experimental para el accionamiento eléctrico, detallando tanto los módulos hardware como la implementación de un perfil dinámico. Esta etapa experimental permite validar los modelos teóricos y contrastar los resultados obtenidos en simulación con datos reales, estableciendo una base sólida para la evaluación de desempeño de las distintas estrategias de control implementadas.

5.1 Modelado del vehículo en MATLAB/Simulink

Este tipo de modelo incorpora una amplia variedad de parámetros, que abarca tanto aspectos geométricos del vehículo, así como coeficientes que caracterizan la resistencia aerodinámica, la adherencia de los neumáticos y otros factores vinculados a los esquemas de control. La complejidad inherente a esta diversidad de variables ha motivado la búsqueda de un enfoque estructurado y eficiente.

Dada la complejidad derivada de la interacción entre multiples subsistemas y variables, se ha implementado una arquitectura modular basado en programación orientada a objetos para el manejo de todos los parámetros. Con este propósito, se ha desarrollado una clase principal 'EV' que inicializa

todos los parámetros del modelo, la cual se descompone en subclases específicas para cada subsistema del vehículo. Dentro de estas subclases se definen los parámetros asociados a cada componente e incluso más clases relacionadas con diferentes subsistemas del vehículo, como se muestra en la Figura 5.1. Este enfoque permite una organización clara y sistemática de la información.

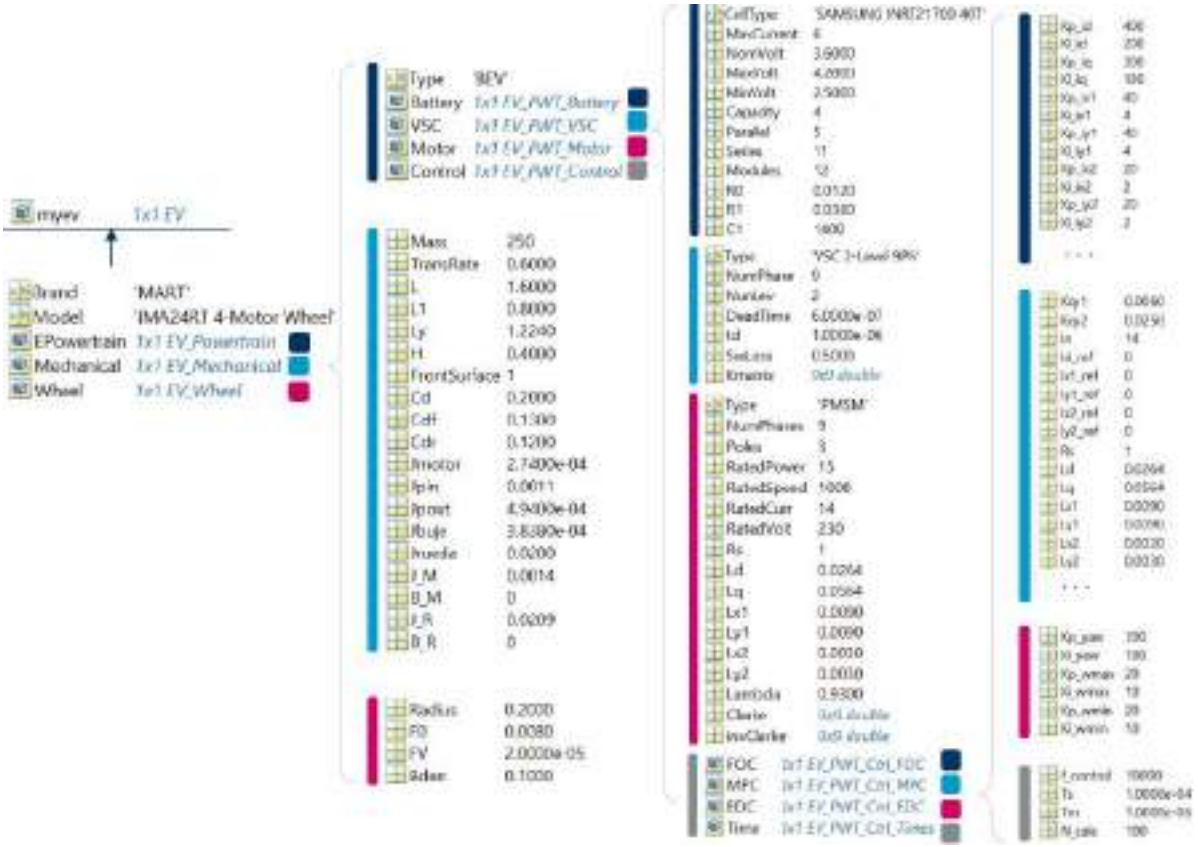


Figura 5.1: Estructura del objeto 'EV' para gestionar los parámetros del vehículo.

Esta estructura facilita la creación de diferentes clases parametrizadas que representan distintas configuraciones de vehículos, lo cual dota al modelo de una gran versatilidad y adaptabilidad. Además, al encapsular los parámetros en objetos bien definidos, se mejora el mantenimiento del código y se simplifica la introducción de modificaciones o la actualización del modelo para líneas futuras.

El modelo desarrollado en el entorno de Simulink (véase Figura 5.2) sigue el enfoque modular compuesto por subsistemas, lo que facilita su comprensión y desarrollo. En primer lugar, el subsistema 'Inputs' define tanto las consignas del piloto (acelerador y dirección) como la pendiente de la calzada. Estas señales entran en el subsistema 'Torque Control', encargado de gestionar un reparto eficiente del par mediante técnicas como *torque vectoring*. Este enfoque optimiza el rendimiento dinámico del vehículo, ofreciendo una ventaja competitiva frente a los diferenciales convencionales.

A continuación, el subsistema 'E-Powertrain' recibe la referencia de par eléctrico en cada rueda. En este bloque se modela el conjunto de la unidad de potencia eléctrica preparado para probar diferentes esquemas de control del motor eléctrico de nueve fases. De este subsistema se obtiene el par electromagnético producido por los motores eléctricos, que posteriormente se transfiere al sistema de transmisión.

Por su parte, el subsistema 'Traction/Transmission' de cada rueda modela el tren de transmisión correspondiente a cada rueda. Aquí entra el par del motor eléctrico y el par útil transferido a la calzada, que considerando las inercias mecánicas y las perdidas viscosas se obtiene la velocidad de la rueda. Esta velocidad se introduce en el subsistema 'PACEJKA Wheel', que modela la iteración calzada-neumático.

Respecto a la dinámica global del vehículo se tiene el subsistema 'CoG Force Equilibrium' en el que se modela el equilibrio de fuerzas longitudinales del vehículo. El subsistema 'Load Transfer' modela el resto de ecuaciones que gobiernan la dinámica longitudinal, transversal y en curva del vehículo, permitiendo obtener la fuerza normal de cada rueda.

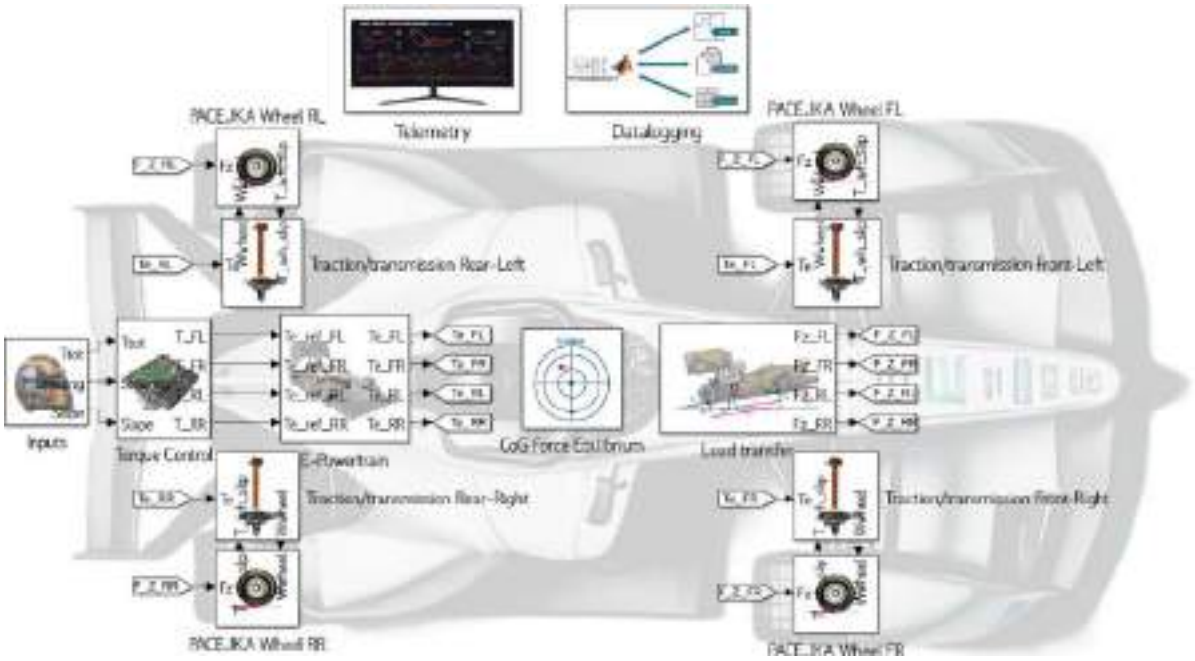


Figura 5.2: Vista general del modelo en SIMULINK.

Complementariamente, el subsistema 'Telemetry' monitoriza las variables de interés durante la simulación del modelo, y el subsistema 'Datalogging' permite almacenar los resultados de la simulación para su posterior análisis. Fundamentales para evaluar el comportamiento del modelo y realizar un análisis exhaustivo de los resultados.

El modelo desarrollado permite ensayar diferentes algoritmos de control, incluyendo el reparto de par en rueda, el control de tracción y el control individual de cada motor eléctrico. Así, el entorno de simulación desarrollado constituye una herramienta versátil para analizar el impacto de distintas estrategias de control sobre el rendimiento dinámico y energético del vehículo. En los siguientes apartados se expone en profundidad cada uno de los subsistemas.

5.1.1 Modelado de la dinámica del vehículo

El modelado de la dinámica vehicular consta principalmente de dos subsistemas. Por un lado, en el subsistema 'CoG Force Equilibrium' (Figura 5.3) se modela el equilibrio de fuerzas longitudinales del vehículo. Este bloque implementa la componente x de la ecuación dinámica general de equilibrio de fuerzas en el plano, según se describe en la ecuación 3.15, integrando las contribuciones de la fuerza de tracción, la resistencia aerodinámica, la resistencia a la rodadura, la pendiente del terreno y la inercia del sistema.

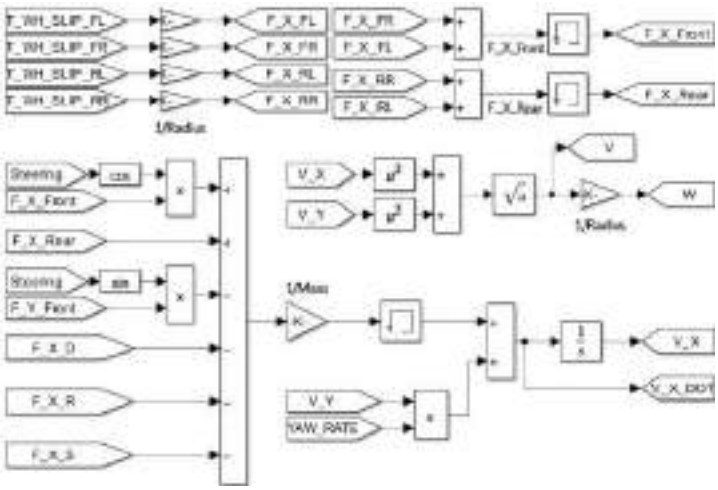


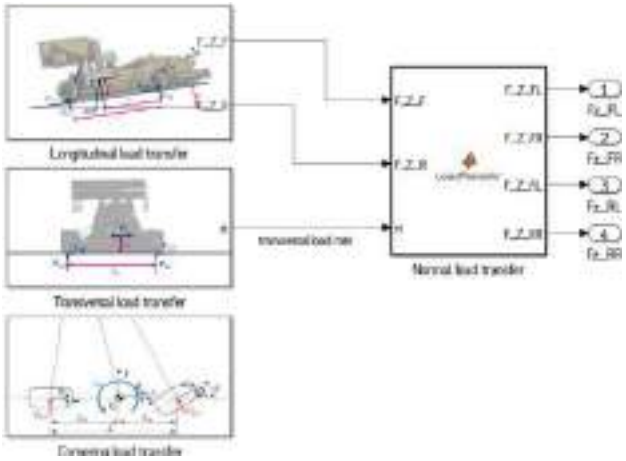
Figura 5.3: Subsistema 'CoG Force Equilibrium'.

Por otro lado, en el subsistema 'Load Transfer' (Figura 5.4a) se modela tanto la transferencia de carga longitudinal, como transversal y la dinámica de curva. El modelado de la transferencia de carga longitudinal permite obtener la carga normal sobre las dos ruedas delanteras y traseras aplicando las Ecuaciones 3.10 y 3.11, Figura 5.4c.

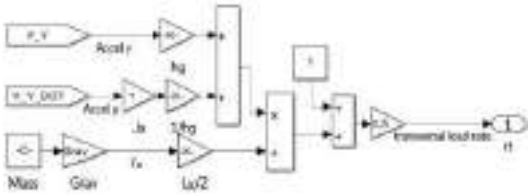
Por su parte, el subsistema 'Transversal load transfer' (Figura 5.4c) determina el reparto lateral de carga entre las ruedas izquierda y derecha del vehículo. El cálculo se realiza a partir del equilibrio de momentos transversales en la proyección del centro de gravedad en el suelo, lo que permite obtener el coeficiente de reparto transversal γ, según la ecuación 3.13. A partir de este valor y de las cargas verticales por eje, se obtiene la fuerza normal sobre cada rueda mediante las siguientes expresiones:

$$\begin{cases} F_{z,fl} = F_{z,front} \cdot \gamma \\ F_{z,fr} = F_{z,front} \cdot (1-\gamma) \\ F_{z,rl} = F_{z,rear} \cdot \gamma \\ F_{z,rr} = F_{z,rear} \cdot (1-\gamma) \end{cases} . \tag{5.1}$$

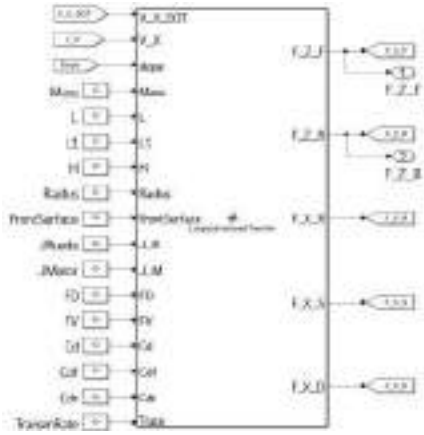
Por último, en el subsistema 'Cornering load transfer' (Figura 5.4d) se modelan la dinámica en curva. En él se aplica tanto el equilibrio de fuerzas en el eje y como el equilibrio de momento en el eje vertical (ecuación 3.15). Además se calcula los ángulos de deslizamiento de las ruedas delanteras y traseras, ecuación 3.17.



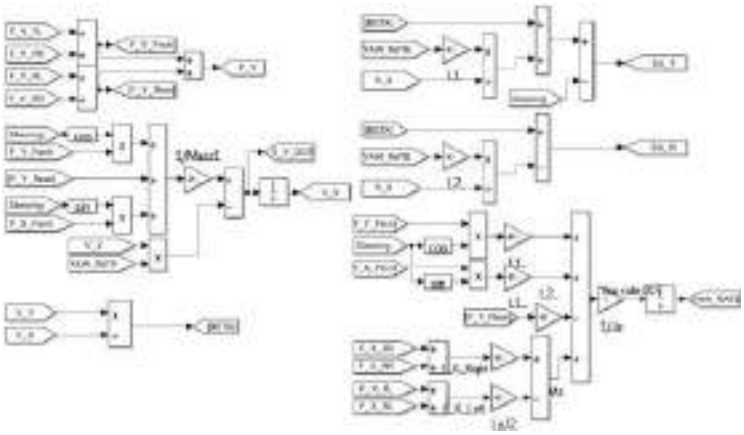
(a) Subsistema principal 'Load transfer'.



(b) Subsistema secundario 'Transversal load transfer'.



(c) Subsistema secundario 'Longitudinal load transfer'.



(d) Subsistema secundario 'Cornering load transfer'.

Figura 5.4: Subsistemas que conforman 'Load transfer'.

Este conjunto de subsistemas conforma un modelo dinámico con tres grados de libertad (traslación longitudinal, traslación lateral y rotación en el eje vertical), que permite representar de forma detallada y coherente el comportamiento del vehículo bajo diferentes condiciones de conducción. Gracias a esta formulación, es posible evaluar con precisión los efectos de la transferencia de carga sobre la adherencia neumático-calzada y la estabilidad global del sistema.

5.1.2 Modelado del tren de tracción

El subsistema 'Traction/transmission' (Figura 5.5) implementa el modelo dinámico del tren de tracción descrito en el Apartado 3.2, incorporando las inercias y pérdidas viscosas de los distintos elementos mecánicos que lo componen. En particular, se consideran las siguientes masas rotatorias: el rotor del motor eléctrico, el eje de entrada al reductor planetario, los engranajes del tren reductor, el eje de salida, el buje y la rueda completa. El sistema está compuesto por una transmisión del tipo *in-wheel*, al que se acopla un reductor planetario de una etapa. Esta configuración permite un control independiente del par aplicado a cada rueda.

El modelado dinámico se basa en la aplicación del principio de equilibrio de momentos en los distintos nodos del sistema, tal como se detalla en las Ecuaciones 3.23 y 3.24. En el lado del motor se consideran la inercia combinada del rotor y del eje de entrada al reductor, así como su coeficiente de amortiguamiento viscoso. Por su parte, en el lado de salida se agrupan las inercias del buje, la rueda y el eje de salida, ajustadas mediante la relación de transmisión. También se incluye el par resistente generado por la interacción neumático-calzada.

La implementación en *Simulink* contempla estos elementos mediante bloques diferenciados que resuelven las ecuaciones diferenciales del sistema. Esto permite evaluar con precisión la dinámica de transmisión del par desde el motor hasta el contacto con el suelo, considerando la respuesta transitoria del sistema y sus pérdidas internas.

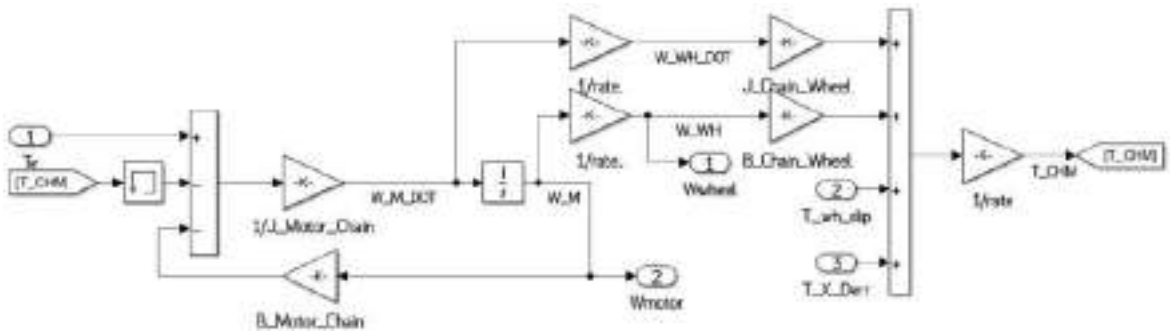


Figura 5.5: Subsistema 'Traction/Transmission'.

5.1.3 Modelado de la interacción neumático/calzada

El subsistema 'PACEJKA Wheel' (Figura 5.6) implementa el modelado de la interacción entre el neumático y la calzada, tanto en el eje longitudinal como en el transversal. Este componente resulta esencial para representar de forma realista las fuerzas de contacto que condicionan la capacidad de tracción, frenado y maniobrabilidad del vehículo.

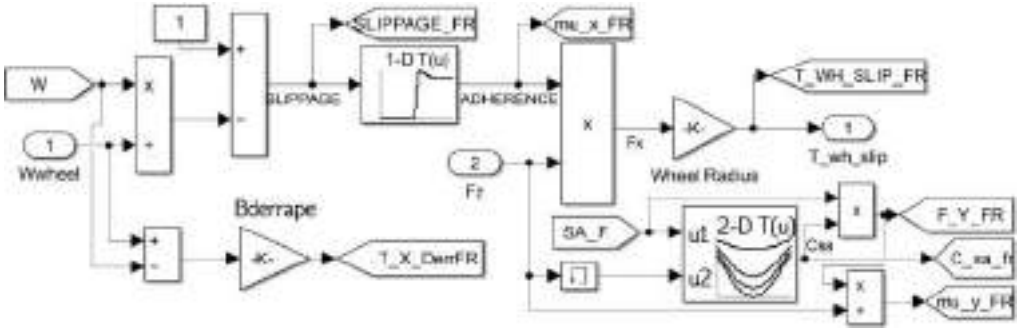
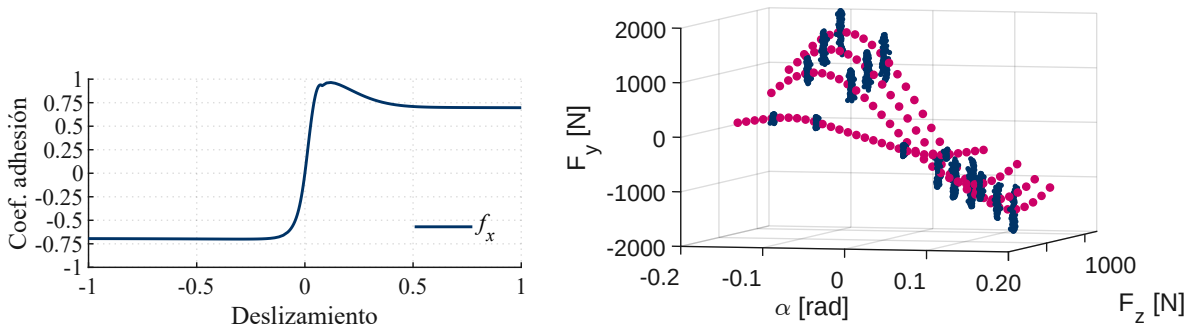


Figura 5.6: Subsistema 'PACEJKA Wheel'.

En cuanto al comportamiento longitudinal, se ha utilizado una *look-up table* unidimensional que relaciona el coeficiente de adhesión con el deslizamiento longitudinal, a partir de datos obtenidos mediante ensayos experimentales. La curva característica resultante (Figura 5.7a) presenta el típico perfil no lineal, con una zona de adherencia máxima seguida de una caída progresiva hacia un valor residual de fricción en régimen de deslizamiento.

Por su parte, el modelado del esfuerzo lateral se basa en la formulación empírica desarrollada por Bakker, Nyborg y Pacejka, presentada en la ecuación 3.20 y detallada en el Apartado 3.1.6. Esta ecuación relaciona la fuerza lateral con el ángulo de deriva y la carga normal, permitiendo capturar el comportamiento no lineal del neumático en curva.



(a) Coeficiente de adhesión longitudinal.

(b) Adhesión transversal.

Figura 5.7: Datos experimentales de adhesión longitudinal y lateral.

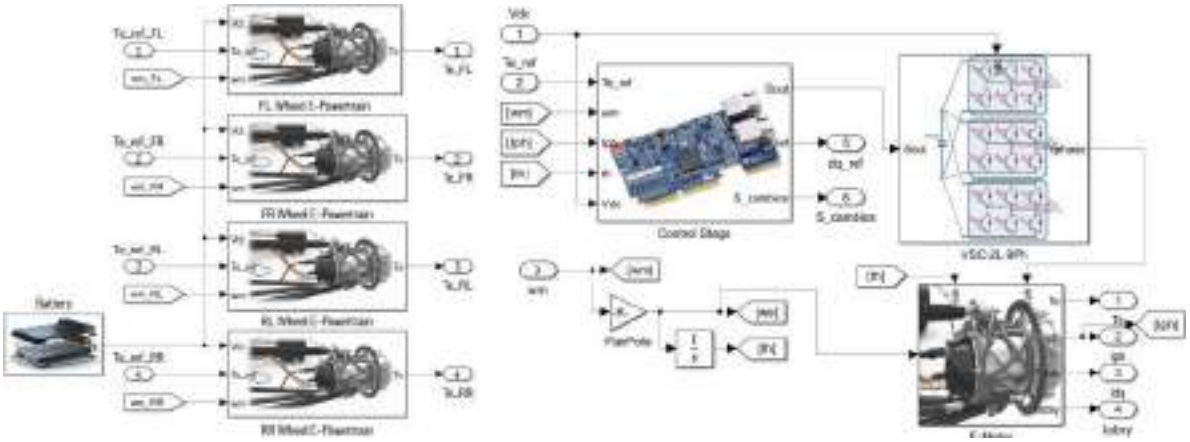
Para su implementación, se ha recurrido a un conjunto de datos experimentales (puntos azules en la Figura 5.7b) sobre los que se han ajustado heurísticamente curvas representativas del modelo. Estas curvas ajustadas (puntos rosas) han sido discretizadas en una malla bidimensional suficientemente densa, a fin de construir una *look-up table* de dos dimensiones que permita interpolar con precisión la fuerza lateral en función del angulo de deriva y el esfuerzo normal.

5.1.4 Modelado del E-Powertrain

El subsistema 'E-Powertrain' modela de forma integral la unidad de potencia eléctrica responsable de generar el par de tracción. Este bloque incluye el modelado dinámico de la batería, el convertidor electrónico de potencia y la máquina eléctrica nonafásica, además de contemplar la etapa de control que regula el sistema en tiempo real.

En primer lugar, se representa el comportamiento de la batería con el objetivo de reproducir la dinámica de la caída de tensión asociada a la descarga de corriente, así como la evolución de la tensión en vacío en función del estado de carga (SoC). Este aspecto es clave para evaluar la interacción energética entre el sistema de almacenamiento y el convertidor bajo distintos perfiles de demanda.

A continuación, se implementa el convertidor de potencia, basado en una topología de dos niveles y nueve fases, que permite accionar directamente la máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM) nonafásica. Este convertidor contempla los estados de conmutación, la relación con la tensión del bus de continua y la generación de tensiones de fase del accionamiento.



(a) Subsistema principal 'E-Powertrain'. **(b)** Subsistema 'Wheel E-Powertrain'.

Figura 5.8: Subsistemas de E-Powertrain.

Por último, se incorpora el modelo del motor eléctrico, implementado en coordenadas d-q a partir de la representación en espacio de estados desarrollado en el Apartado 4.1.3. La Figura 5.8 muestra

la arquitectura modular del subsistema, que se estructura en un bloque principal y una instancia individualizada por rueda. Esto permite evaluar el comportamiento dinámico del sistema de potencia tanto de forma global como por cada eje de tracción.

En los siguientes subapartados se describe detalladamente el modelado de cada uno de los componentes del sistema: batería, convertidor y máquina eléctrica.

5.1.4.1 Modelo batería

El modelado de las batería es una tarea de gran interés en aplicaciones donde el análisis, diseño y gestión energética desempeñan un papel fundamental. No obstante, esta tarea resulta particularmente compleja debido al comportamiento altamente no lineal que presentan las baterías electroquímicas. En particular, la relación entre la corriente suministrada y la tensión terminal depende de múltiples factores, tales como la temperatura de operación, el estado de carga (SoC, *State of Charge*) y el estado de salud (SoH, *State of Health*).

Uno de los modelos más utilizados por su equilibrio entre simplicidad y precisión es el circuito equivalente de primer orden (Figura 5.9). Este modelo puede extenderse incorporando múltiples ramas RC en serie, con el fin de mejorar la precisión dinámica. Sus parámetros, como resistencias y condensadores, suelen modelarse en función de variables como la temperatura y el SoC mediante tablas de búsqueda (*look-up tables*), para reflejar las variaciones reales de comportamiento. En este contexto, el modelado térmico del paquete de baterías resulta especialmente importante, ya que el perfil térmico afecta directamente al rendimiento eléctrico y a la vida útil del sistema, dependiendo esto principalmente del tipo de celda, su disposición geométrica y el sistema de refrigeración empleado [98, 99].

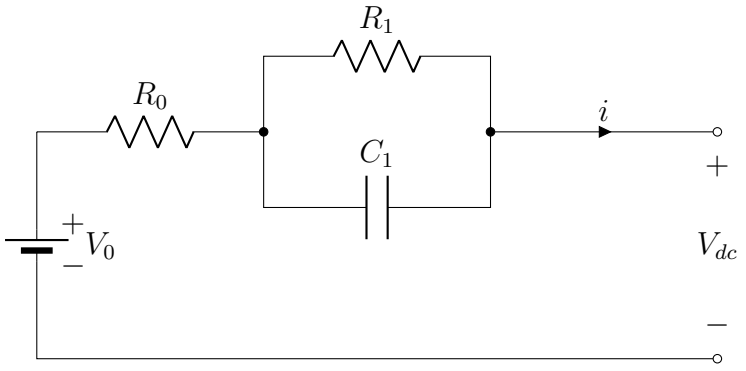


Figura 5.9: Circuito equivalente de una celda [3].

En el modelo expuesto, la tensión en vacío de la celda V_0 depende principalmente del estado de carga relacionado directamente con la energía almacenada. La primera resistencia serie R_0 modela la caída de tensión instantánea producida por la circulación de corriente y la rama paralelo RC

considera la respuesta amortiguada de la caída de tensión producida por la dinámica de la variación de corriente.

Paralelamente, en la literatura también presenta interés otros enfoques basados en datos por su capacidad de modelar sistemas complejos y altamente no lineales. Entre estos métodos destacan las redes neuronales artificiales (ANN, *Artificial Neuronal Network*), algoritmos de aprendizaje supervisado basados en máquinas de vectores de soporte (SVM, *Support Vector Machines*), técnicas probabilísticas con *machine learning*, lógica difusa, etc [100]. Además, estas técnicas también se pueden aplicar en tarea fundamentales como la estimación del estado de carga, que es una función crítica dentro del sistema de gestión de baterías (BMS, *Battery Management System*) [101].

En este trabajo se ha implementado un modelo simplificado de la batería basado en el circuito equivalente de Thévenin de primer orden, con el objetivo de capturar la dinámica esencial de la caída de tensión provocada por la circulación de corriente. El modelo contempla los parámetros R_0, R_1, C_1 sin considerar la dependencia explícita con variables como la temperatura, el estado de carga (*SoC*) o el estado de salud (*SoH*), por su complejidad. Los parámetros eléctricos del modelo han sido ajustados heurísticamente a partir de una base de datos de ensayos experimentales sobre la celda comercial *Samsung INR21700 40T*, suministrada por BATEMO®, considerando diferentes perfiles de descarga y un estado de carga representativo del 50 %.

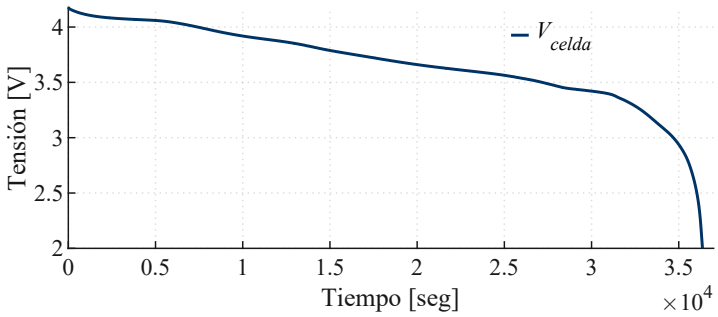


Figura 5.10: Curva de descarga de una celda "Samsung INRT21700 40T" a 0,1C. Fuente: Elaboración propia.

Adicionalmente, se ha modelado la tensión en vacío V_0 como función del estado de carga mediante una *look-up table*. Esta relación se ha obtenido a partir del perfil de descarga experimental mostrado en la Figura 5.10, correspondiente a un ensayo con una corriente de descarga de 0,1C[1] (0,4 A) realizado por BATEMO®. Al tratarse de una corriente muy baja, se puede despreciar la caída de tensión por R_0, asumiendo que la tensión terminal coincide con la tensión en vacío. Bajo esta hipótesis, y considerando que el estado de carga es del 100 % cuando la tensión es 4,2 V, y del 0 % cuando alcanza los 2,4 V, se obtiene la curva que relaciona la tensión en vacío con el estado de carga.

[1]El ratio C indica la velocidad a la que una batería se descarga o carga en relación con su capacidad total. Por ejemplo, 1C significa que la batería se descarga completamente en 1 hora; 0,1C en 10 horas, etc.

En la Figura 5.11 se muestra la implementación del modelo en el entorno *Simulink*, representando un paquete de batería compuesto por 12 módulos en serie formados por 5 celdas en paralelo y 11 en serie (un total de 132 celdas en serie por rama). Se ha tenido en cuenta que los terminales del paquete alimentan el inversor (VSC), el cual incorpora un condensador de enlace de continua ($C_{dc-link}$) que actúa como filtro de la tensión de alimentación.

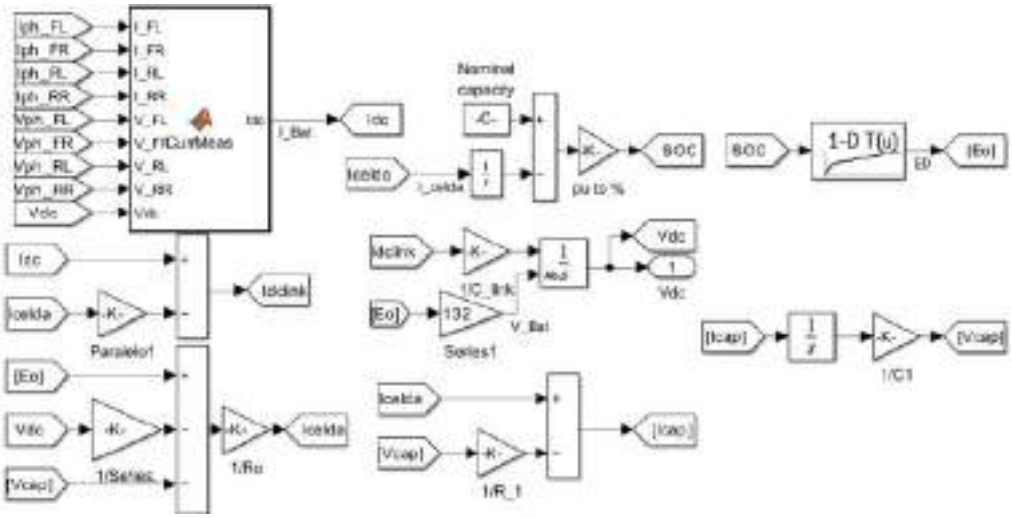


Figura 5.11: Subsistema 'Battery'.

La dinámica del sistema se describe mediante las Ecuaciones 5.2, donde se incluye tanto el comportamiento de la celda individual como la interacción con el condensador del bus de continua.

$$\begin{cases} V_{dc} = \frac{1}{C_{dc-link}} \int i_{dc-link}\, dt + V_0 \\ v_c = \frac{1}{C_1} \int i_c\, dt \\ i_c = i_{celda} - \frac{v_c}{R_1} \\ i_{celda} = \frac{V_0 - v_c - V_{dc}/n_s}{R_0} \\ i_{dc-link} = i - n_p i_{celda} \end{cases} \tag{5.2}$$

siendo:

- V_{dc}, V_0, v_c: tensión en los terminales de la batería, tensión en vacío de la celda y caída de tensión del condensador de la rama RC.
- $i, i_{celda}, i_{dc-link}, i_c$: corriente de alimentación del VSC, de la celda, del condensador dc-link y del condensador de la rama RC.
- R_0, R_1: resistencia interna de la celda y de la rama RC.

$C_1, C_{dc-link}$: capacidad del condensador de la rama RC y del dc-link conectado en los terminales de la batería.

n_p, n_s: número de celdas en paralelo y en serie del paquete de batería.

La corriente de alimentación se calcula en la "MATLAB Function" *CurrMeas* realizando balance de potencia en la entrada y salida del VSC despreciando las perdidas de los interruptores de potencia. Esto se calcula fácilmente sumando la potencia instantánea de cada fase y dividiéndola entre la tensión del bus de continua, ecuación 5.3.

$$i(t) = \frac{\sum_i^{abc} v_i(t) \cdot i_i(t)}{v_{dc}} \tag{5.3}$$

siendo v_i, i_i la tensión y corriente de cada fase, respectivamente.

El estado de carga de la batería se puede estimar fácilmente mediante el balance de energía consumida en relación a la capacidad de la celda en amperios por segundos C_{nom}. Este método se expresa mediante la ecuación 5.4, y permite un seguimiento dinámico del estado de carga, fundamental para la gestión energética del vehículo [100]:

$$SoC(t) = SoC(t_0) - \frac{1}{C_{nom}} \int_{t_0}^{t} i_{celda}(t)\, dt \tag{5.4}$$

5.1.4.2 Modelo convertidor

El modelado del convertidor de potencia se ha realizado mediante la formulación directa que permite obtener la tensión aplicada a cada fase de la máquina eléctrica a partir de los estados de conmutación generados por el algoritmo de control. En concreto, se multiplica el vector de estados de conmutación por la matriz estructural del convertidor, conforme a la ecuación 4.13, y posteriormente por la tensión disponible en los terminales de la batería, incorporando así la caída de tensión instantánea generada por la dinámica del sistema de almacenamiento.

Este enfoque representa el comportamiento ideal del inversor suponiendo que los dispositivos semiconductores operan de manera ideal y sin pérdidas por conmutación. Sin embargo, un convertidor real introduce pequeños retardos temporales en la conmutación de los dispositivos semiconductores, especialmente en los interruptores aguas abajo de cada rama. Estos retardos (*deadtimes*) son necesarios para evitar cortocircuitos instantáneos con el bus de continua, que podrían comprometer la integridad del convertidor [102].

No obstante, dichos retardos tienen una duración del orden de microsegundos, por lo que su efecto sobre la señal de salida es despreciable a las frecuencias de conmutación y control empleadas en

este trabajo. Por esta razón, se ha optado por un modelo ideal que omite los retardos de conmutación, sin pérdida significativa de fidelidad respecto a los objetivos del estudio.

5.1.4.3 Modelo PMSM de 9 fases

El modelado de la máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM) nonafásica se ha realizado empleando su representación en espacio de estados en el sistema de referencia giratorio d-q. Para ello, las tensiones de fases generadas por el convertidor se transforman inicialmente mediante la transformada de Clarke a un sistema ortogonal estático, y posteriormente mediante la transformada de Park al sistema de referencia giratorio, alineado con el eje de flujo del rotor. Este proceso permite expresar las ecuaciones eléctricas de la máquina en coordenadas d-q, en las cuales la dinámica del sistema puede representarse de forma lineal en torno al punto de operación.

La Figura 5.12 muestra el subsistema 'E-Motor' implementado en *Simulink*, en el cual se realiza este proceso de transformación y se resuelven de las ecuaciones diferenciales. De este modo, a partir de las tensiones en coordenadas d-q aplicadas por el convertidor, se obtienen las corrientes del estator. Estas corrientes, junto con los parámetros electromagnéticos de la máquina (inductancias y flujo del imán permanente), permiten calcular el par electromagnético generado mediante la ecuación 4.18.

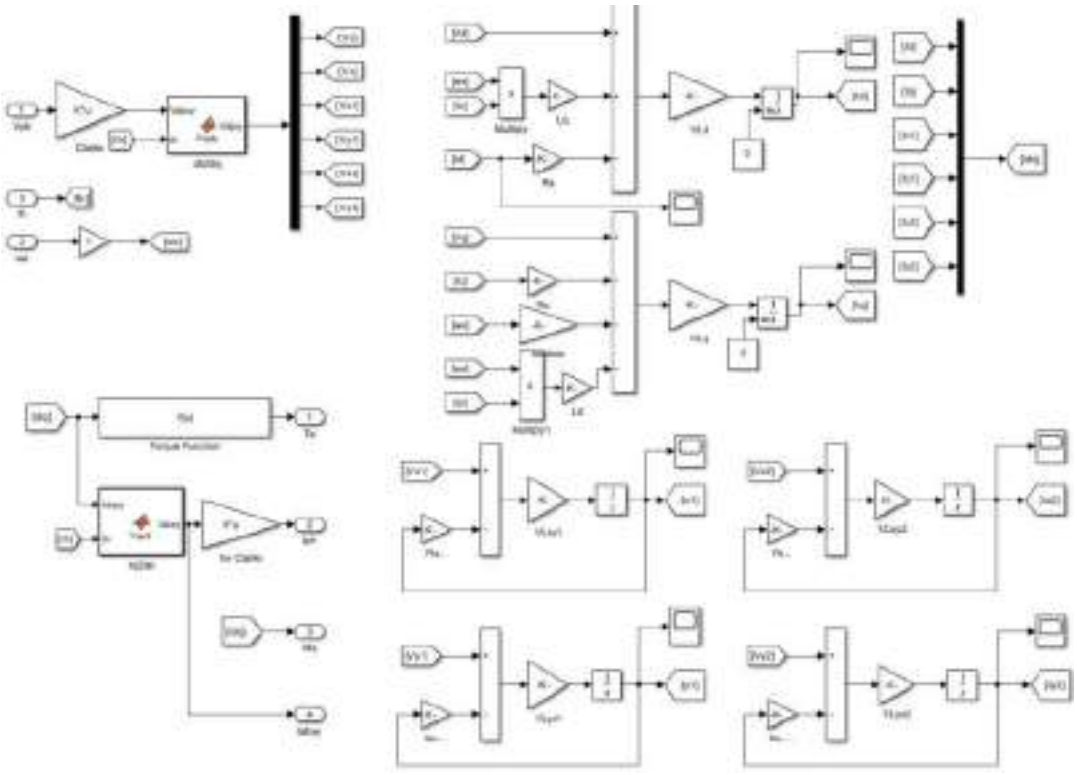


Figura 5.12: Subsistema "E-Motor".

5.2 Controles avanzados implementados en el simulador

En este apartado se describen las distintas estrategias de control avanzadas desarrolladas e implementadas en el entorno de simulación. Estas estrategias permiten optimizar tanto el comportamiento dinámico del vehículo como el rendimiento del sistema de tracción eléctrica.

Cabe destacar que, dada la diferencia de la dinámica de las variables eléctricas y mecánicas, se usan frecuencias de control diferentes. Las variables eléctricas – como las corrientes y tensiones de fase – presentan una dinámica mucho más rápida que las variables mecánicas – como la velocidad de las ruedas o el par aplicado – . Concretamente, se ha definido una frecuencia de control de 10 kHz para las variables eléctricas, lo cual permite realizar el seguimiento preciso de las referencias de corriente y garantizar una conmutación eficaz en el convertidor. Por otro lado, las variables mecánicas, que evolucionan de forma más lenta, son controladas a una frecuencia de 500 Hz, lo cual es adecuado para tareas como el reparto de par o el control de tracción.

5.2.1 Control del reparto de par en rueda

El control del reparto de par en rueda constituye un elemento fundamental para la optimización del rendimiento dinámico del vehículo. En el modelo desarrollado, se han implementado estrategias avanzadas de control dinámico del vehículo (Figura 5.13), destacando la técnica de *torque vectoring*, que permite una regulación activa del momento de guiñada. Con el propósito de establecer una referencia comparativa, se ha implementado también un modelo de diferencial convencional, en el cual el par total generado se reparte equitativamente entre las ruedas motrices. Esto permite contrastar el desempeño dinámico y energético del sistema frente a una arquitectura más tradicional.

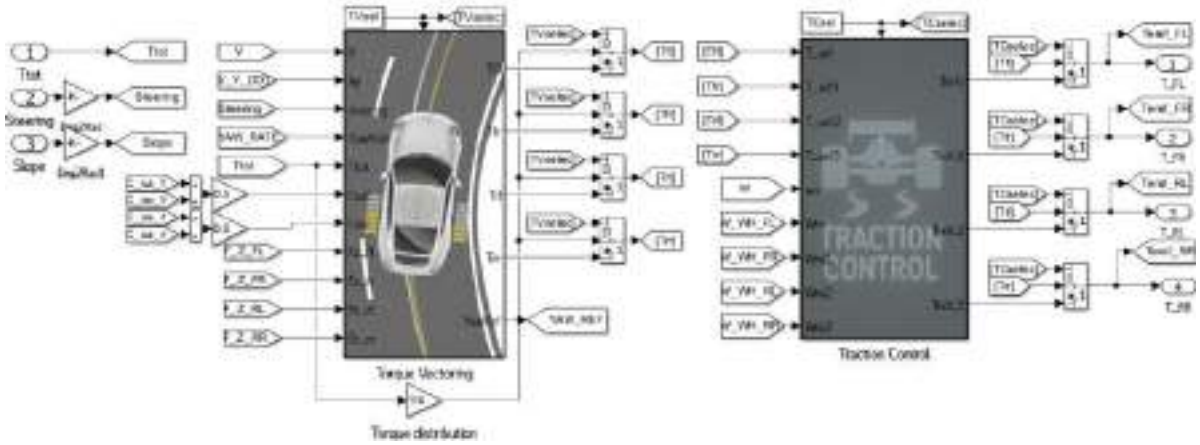


Figura 5.13: Subsistema 'Torque Control'.

Por otro lado, para optimizar el par en rueda se añade una segunda etapa de control de tracción para una transmisión eficaz de par a la calzada evitando perdidas por deslizamiento que no solo comprometen el agarre y la estabilidad, sino también la eficiencia energética.

En conjunto, estas técnicas permiten una conducción más segura, estable y eficiente, aprovechando los grados de libertad intrínsecos de nuevas arquitecturas de tracción como el tren motriz de cuatro motores eléctricos en rueda.

5.2.1.1 Control de tracción

El objetivo principal del control de tracción es maximizar el agarre y la estabilidad del vehículo. Teniendo en cuenta que debido a la naturaleza no lineal de la interacción entre la calzada y el neumático, existe un valor optimo de deslizamiento para el que el coeficiente de adhesión es máximo y luego este coeficiente disminuye. Por tanto, el control de tracción se basa en no superar el valor de deslizamiento para el que es máximo el agarre con un pequeño margen.

Para cada rueda, el par eléctrico de referencia generado por el subsistema de *torque vectoring* se introduce como entrada en el bloque de control de tracción, como se ilustra en la Figura 5.14b. El algoritmo implementado sigue el flujograma representado en la Figura 5.14a y toma como entradas el par de referencia, la velocidad lineal del vehículo y la velocidad de giro de cada rueda.

En primer lugar, se calcula el deslizamiento de la rueda. En función del signo de este valor, se determina la velocidad angular límite superior o inferior (ecuación 5.5) correspondiente al punto óptimo de adherencia con un pequeño margen, definido como aquel para el cual el coeficiente de fricción supera ligeramente el máximo.

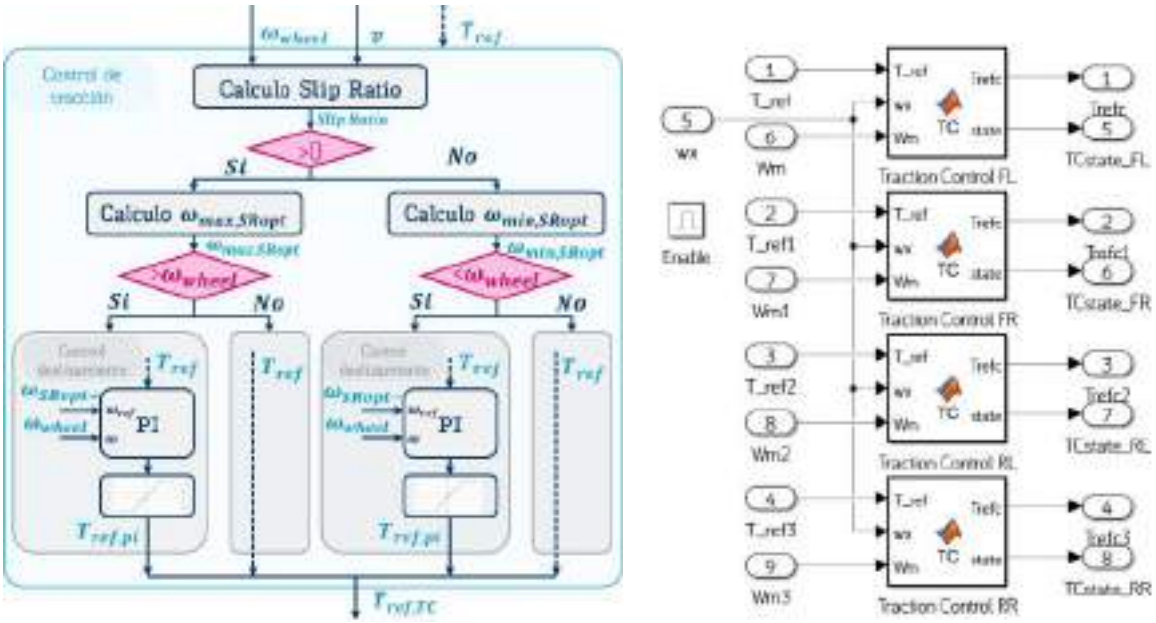
$$\begin{cases} \omega_{max,SRopt} = \frac{-v}{R(1{,}02 \cdot sr_{max,opt} - 1)} \\ \omega_{min,SRopt} = \frac{-v}{R(1{,}02 \cdot sr_{min,opt} - 1)} \end{cases}, \tag{5.5}$$

siendo:

- $\omega_{max,SRopt}$ y $\omega_{min,SRopt}$: velocidades angulares máximas y mínimas, respectivamente, para las que el agarre es optimo.
- $sr_{max,SRopt}$ y $sr_{min,SRopt}$: deslizamientos de las ruedas para los que el coeficiente de adhesión es máximo o mínimo, respectivamente, de acuerdo con la curva mostrada en Figura 5.7a.

Una vez determinadas las velocidades límite, estas se comparan con la velocidad medida de cada rueda. Si el deslizamiento se encuentra dentro del umbral permitido, se mantiene el par de referencia original. En caso contrario, se activa un regulador proporcional-integral (PI) clásico que actúa sobre la velocidad angular de la rueda. La referencia de este controlador se fija como la

velocidad correspondiente al deslizamiento óptimo, de forma que sea ligeramente inferior al umbral superior de activación del control de tracción, con el fin de maximizar la adherencia sin comprometer la estabilidad. Finalmente, el par de referencia corregido se somete a una saturación para garantizar que no se superan los valores nominales del motor eléctrico, protegiendo el sistema frente a sobrecargas.



(a) Diagrama del control de tracción. **(b)** Subsistema 'Traction Control'.

Figura 5.14: Control de tracción implementado. Fuente: Elaboración propia.

5.2.1.2 Control *Torque Vectoring*

Con el objetivo de lograr un reparto de par óptimo que contribuya tanto a la estabilidad como a la maniobrabilidad del vehículo, se ha implementado un esquema de control de *torque vectoring* basado en un controlador proporcional-integral (PI) con el esquema mostrado en la Figura 3.9. La arquitectura del subsistema en *Simulink* se detalla en la Figura 5.15, donde se pueden distinguir tres bloques principales: el generador de referencia de aceleración angular de guiñada, el controlador de alto nivel encargado del cálculo del momento de guiñada deseado y un controlador bajo nivel encargado del reparto individual del par a cada rueda.

En primer lugar, se genera una referencia de la aceleración de guiñada conforme a la ecuación 3.26. Esta referencia garantiza un comportamiento dinámico estable del vehículo y sirve como entrada para el controlador PI de alto nivel, que calcula el momento de guiñada requerido para seguir la trayectoria deseada del vehículo. En el Código 5.1 se muestra la implementación del control PI del momento de guiñada que se satura para el valor en el que todo el par de aceleración se distribuya entre las ruedas del exterior de la curva evitando así referencias de par negativa durante la aceleración.

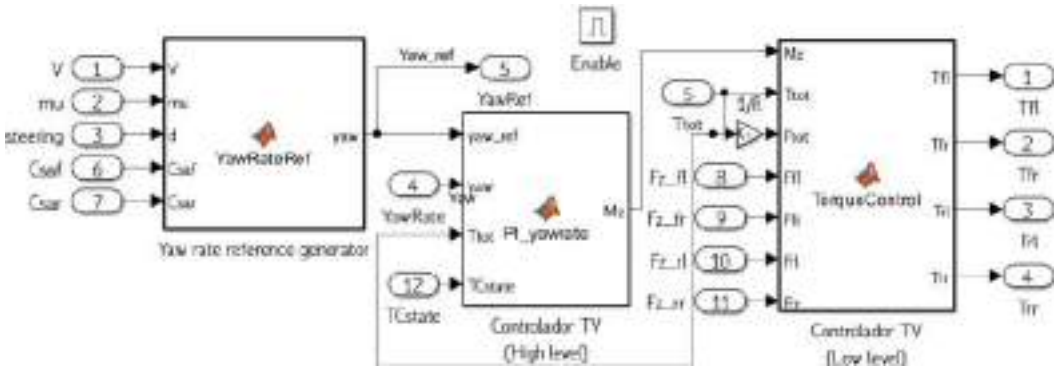


Figura 5.15: Subsistema 'Torque Vectoring'.

Adicionalmente, se ha implementado una lógica de seguridad para contemplar la imposibilidad de realizar el seguimiento del momento de guiñada cuando el sistema de control de tracción se encuentra activo en alguna rueda. Para ello, se evalúa el sumatorio del estado binario del control de tracción en cada rueda (0:TC *off*, 1:TC *on*). Si dicho sumatorio es distinto de cero, se interpreta que al menos una rueda está bajo control de tracción, en cuyo caso el momento de guiñada de referencia se fuerza a cero y se reinicializan las variables internas del controlador PI. Esta medida evita conflictos dinámicos entre los distintos bucles de control y asegura un funcionamiento robusto del sistema global.

Código 5.1: Controlador PI del momento de guiñada.

```
function Mz = PI_yawrate(yaw_ref,yaw,EMcontrol,EDCparam,Ts,Ttot,TCstate)
... % Inicialización variables
if (cntrM==EMcontrol.N_calc*EDCparam.Kcm)
    cntrM=0;
    if TCstate == 0
        %------------------ PI: yawrate ------------------%
        y_error=yaw_ref-yaw;
        yinte_km1 = 0.5*Ts*EDCparam.Kcm*(y_error+y_error_km1)+yinte_km1;
        Mz_ref = EDCparam.Kp_yaw*(y_error+EDCparam.Ki_yaw*yinte_km1);

        % Saturación
        Mz_sat = Ttot*EDCparam.ev.Ly/2 *EDCparam.ev.TransRate/Radio;
        if (Mz_ref >= Mz_sat), Mz_ref=Mz_sat;
        elseif (Mz_ref <= -Mz_sat), Mz_ref=-Mz_sat;
        else % Update variables
            y_error_km1 = y_error; yinte_km1 = yinte_km1;
        end
    else
        Mz_ref = 0;
        y_error_km1 = 0; yinte_km1 = 0; % Update variables
    end
```

```
22 end
23 cntrM = cntrM + 1;
24 Mz = Mz_ref;
25 end
```

El momento de guiñada de referencia, junto con la demanda total de par (proporcionada por el sensor del acelerador), entra en el controlador de bajo nivel para distribuir el par entre las cuatro ruedas satisfaciendo el momento de guiñada. El reparto se realiza considerando la carga normal que soporta cada eje, con el fin de maximizar el aprovechamiento del agarre disponible en cada rueda. La distribución de par se define mediante las Ecuaciones 5.7 como se muestra en la implementación en el simulador, Código 5.2.

$$\begin{cases} T_{fl,ref} = \epsilon_f (1-\nu) T_{tot} \\ T_{fr,ref} = \epsilon_f \nu T_{tot} \\ T_{rl,ref} = \epsilon_r (1-\nu) T_{tot} \\ T_{rr,ref} = \epsilon_r \nu T_{tot} \end{cases}, \tag{5.6}$$

donde el factor ν determina la distribución lateral del par para cumplir con el momento de guiñada deseado y se calcula como:

$$\nu = \frac{1}{2} + M_z \frac{R}{L_y T_{tot}}, \tag{5.7}$$

siendo:

- ϵ_f y ϵ_r: la proporción de la fuerza normal de las ruedas delantera y traseras, respectivamente, con respecto a la carga normal total.
- ν: factor de proporcionalidad del reparto de la carga lateral que satisface el momento de guiñada deseado.
- T_{tot}: par total demandado del sensor del acelerador.

Este reparto se implementa como se indica en el Código 5.2, donde se observa cómo se calcula la contribución individual de cada rueda, asegurando que el reparto respete el momento de guiñada y la distribución de carga vertical. Este enfoque de control diferencial permite inducir momentos de guiñada sin comprometer la capacidad de tracción longitudinal, lo cual es especialmente beneficioso en maniobras dinámicamente exigentes. En consecuencia, el sistema no solo mejora el comportamiento en curva y la estabilidad lateral del vehículo, sino que también preserva la eficiencia del sistema de propulsión al evitar pérdidas de adherencia.

Código 5.2: Reparto de par en rueda.

```
function [Tfl, Tfr, Trl, Trr]= TorqueControl(Mz, Ttot, Ftot, ...
Ffl, Ffr, Frl, Frr, EMcontrol, EDCparam)
... % Inicialización variables
%----------------- SELECIÓN ACCIÓN DE CONTROL -----------------%
if (cntrM==EMcontrol.N_calc*EDCparam.Kcm)
    cntrM=0;
    Fz = Ffl+ Ffr+ Frl+ Frr;
    % Reparto delantero/trasero en función de las fuerzas normales
    ef = (Ffl+Ffr)/Fz;
    er = (Frr+Frl)/Fz;
    % Reparto lateral para obtener el momento de guiñada deseado
    y = 0.5 + Mz/(EDCparam.ev.Ly*Ftot);
    % Reparto de par
    Tfl_ref = (1-y) *ef * Ttot;
    Tfr_ref = y * ef * Ttot;
    Trl_ref = (1-y) * er * Ttot;
    Trr_ref = y * er * Ttot;
end
cntrM = cntrM + 1;
Tfl = Tfl_ref; Tfr = Tfr_ref; Trl = Trl_ref; Trr = Trr_ref;
end
```

5.2.2 Control de la máquina nonafásica

En este apartado se describe la implementación del control de la máquina nonafásica en el entorno de simulación desarrollado en *Simulink*. La estructura general del control se divide en dos etapas principales: en primer lugar, el cálculo de las corrientes de referencia y, en segundo lugar, la ejecución del algoritmo de control correspondiente.

En cuanto a los esquemas de control implementados, se han desarrollado y evaluado cuatro estrategias distintas: el control de campo orientado con modulación por señal portadora (*FOC-CB*), el control de campo orientado con modulación por vector espacial (*FOC-SV*), el control predictivo basado en modelo (*MPC*) y, por último, la propuesta propia basada en un enfoque predictivo con modulación radial (*MPC-ta*). Estas estrategias permiten comparar el comportamiento dinámico, la calidad de onda y la eficiencia del accionamiento bajo diferentes condiciones dinámicas aplicado a máquinas eléctricas multifásicas.

5.2.2.1 Cálculo corrientes de referencias

Para calcular las corrientes de referencias, por un lado, se contempla el caso clásico en el que se impone $i_d^* = 0$, , lo cual implica que toda la producción de par se realiza a través de la componente i_q^* y se calcula a partir de la ecuación 4.30 del par. Por otro lado, se ha implementado un cálculo optimizado basado en la estrategia de *maximum torque per ampere*, combinando con la región de debilitamiento de campo (*field weakening*), con el fin de ampliar el rango de velocidad operativa más allá de la velocidad base.

El algoritmo desarrollado permite seleccionar de forma automática entre ambas estrategias de control en función del punto operativo. Para ello, se calcula en cada instante las corrientes de referencia según la curva MTPA (ecuación 4.33) y, de forma paralela, las correspondientes a la región de *field weakening* (ecuación 4.35). La corriente total i_s se estima como el módulo de las referencias del instante anterior.

La decisión entre ambas estrategias se basa en el análisis del ángulo de las corrientes calculadas en cada caso, de modo que se selecciona el conjunto de referencias que ofrezca el mayor ángulo, véase Figura 5.16. Si el ángulo correspondiente a la solución MTPA es mayor, se seleccionan estas referencias; en caso contrario, se emplean las corrientes de referencias de la región de *field weakening*. Este enfoque garantiza una transición suave entre ambas regiones de operación, evitando discontinuidades o escalones en la corriente de referencia durante el cruce entre estrategias, lo cual resulta crucial para mantener la estabilidad del sistema y la calidad del control en todo el rango de velocidades.

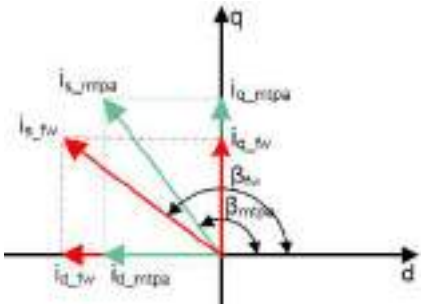


Figura 5.16: Diagrama de fasores de corrientes en MTPA y FW [4].

En el Código 5.3 se muestra el algoritmo implementado para el cálculo de referencias con MTPA y FW. Como se puede observar, la corriente i_q^* (línea 30) para la región de FW se calcula para satisfacer el par eléctrico a partir de la referencia i_d^*, sin considerar la curva límite en corriente en estas referencias. Sin embargo, dicha limitación se tiene en cuenta posteriormente en la etapa de saturación (líneas 42-46). De esta forma se permite operar en zona de debilitamiento de campo satisfaciendo el par de referencia hasta que se alcanza el límite en corriente y ya no se puede desarrollar el par de referencia si se pretende aumentar la velocidad.

Además, cabe destacar que al tratarse del control con modulación SVP, la tensión máxima es $v_{dc}/\sqrt{3}$. No obstante, se ha observado que la máquina pierde capacidad de seguir las corrientes antes de entrar en la región de *field weakening*, y esto sucede entre otras cosas por dos factores principales. En primer lugar, porque las corrientes de referencia de FW se calculan a partir de la condición de límite en tensión (ecuación 4.34), la cual desprecia la caída de tensión de la resistencia del conductor que también tiene que soportar el bus de continua.

En segundo lugar, el cálculo de las corrientes de referencia se centra en el subespacio desacoplado d-q, pero al tratarse de una máquina multifásica, aparecen más subespacios controlables. El control de las corrientes de los subespacios secundarios también introduce pequeñas caídas de tensión que también se ven reflejada en el bus de continua. Por ello, para tratar de considerar estos efectos, la tensión máxima con la que se calculan las corrientes de referencias de FW se multiplica por un factor reductor (línea 12) reflejando de forma más realista la tensión disponible.

Código 5.3: Implementación del cálculo de corrientes de referencias mediante MTPA-FW.

```
1  function [Sout, dqRef]  = FOCsv_9PH_PMSM(Iabc_med, Te_ref, wm, ...)
2
3  persistent Id_ref, Iq_ref;
4  persistent Id_med, Iq_med;
5  persistent Id_med_filt, Iq_med_filt;
6  persistent v_max;
7  ...
8  if isempty(s)
9      Id_ref = 0; Iq_ref = 0;
10     Id_med = 0; Iq_med = 0;
11     Id_med_filt = 0; Iq_med_filt = 0;
12     v_max = Kfw*Vdc/sqrt(3);
13     ...
14 end
15 %----------------- SELECIÓN ACCIÓN DE CONTROL -----------------%
16 if (cntr==N_calc)
17     cntr=0;
18     ...
19     %------------------ CALCULO REFERENCIAS -------------------%
20     Is = sqrt(Id_ref^2 + Iq_ref^2);
21
22     Id_ref_mtpa = (-Lambda+sqrt(Lambda^2 + 8*((Ld-Lq)^2)*Is^2)) ...
23     / (4*(Ld-Lq));
24     Iq_ref_mtpa = (2*Te_ref) / ( 9*P*(Lambda +(Ld-Lq)*Id_ref_mtpa) );
25
26     arg = (Lambda * Ld)^2 - (Ld^2 - Lq^2) * (Lambda + (Lq^2) * Is^2 ...
27     - (v_max^2) / we^2);
```

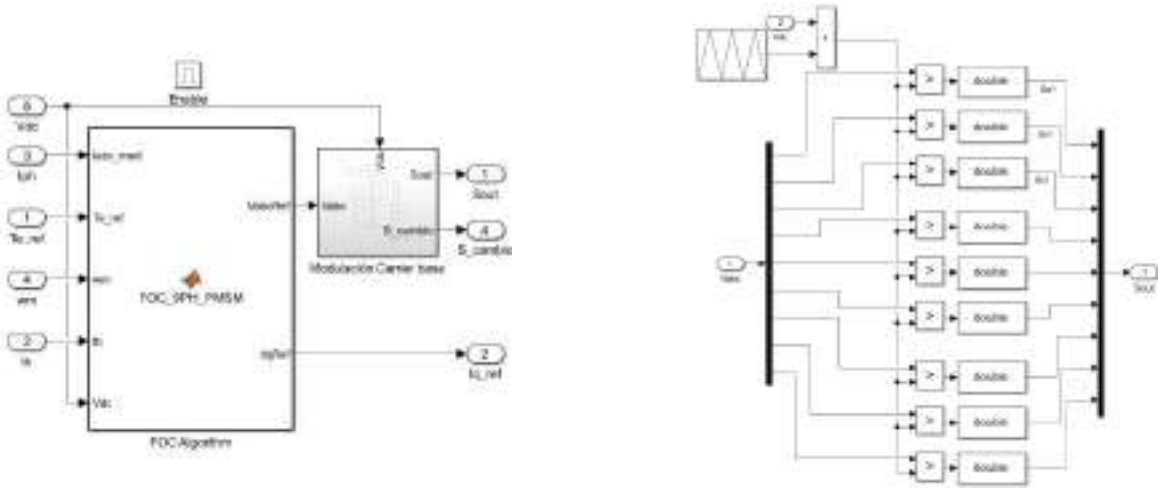
```
28      if arg > 0 % Control del argumento de la raiz positivo
29          Id_ref_fw    = (-Lambda * Ld + sqrt( arg )) / (Ld^2 - Lq^2);
30          Iq_ref_fw    = (2*Te_ref) / ( 9*P*(Lambda+(Ld-Lq)*Id_ref_fw) );
31          beta_mtpa = atan2(Iq_ref_mtpa , Id_ref_mtpa);
32          beta_fw   = atan2(Iq_ref_fw   , Id_ref_fw   );
33
34          if beta_fw < beta_mtpa   % Región MTPA
35              Id_ref = Id_ref_mtpa;
36              Iq_ref = Iq_ref_mtpa;
37          else  % Región Field Weakening
38              Id_ref = Id_ref_fw;
39              Iq_ref = Iq_ref_fw;
40          end
41      end
42      % Saturación Idq
43      if (sqrt(Iq_ref^2 + Id_ref^2) >= In)
44          Iq_ref= sqrt(In^2 - Id_ref^2);
45      elseif (sqrt(Iq_ref^2 + Id_ref^2) <= -In)
46          Iq_ref=-sqrt(In^2 - Id_ref^2);
47      end
48  end
```

5.2.2.2 Control de campo orientado con modulación por portadora (FOC-CB)

El control de campo orientado, como se introdujo en la Sección 4.2.1, se basa en controlar en bucle cerrado mediante controladores PI de las corrientes en el sistema de referencia ortonormal giratorio para calcular las tensiones de referencias y posteriormente aplicar alguna técnica de modulación, *carrier-based* PWM en este caso.

En la Figura 5.17 se muestra la implementación del subsistema correspondiente en *SIMULINK*. En él puede observarse cómo el algoritmo de control ha sido implementado mediante una función en *MATLAB*, la cual genera las tensiones de referencia para cada fase. Estas señales se comparan posteriormente con una señal portadora triangular a la frecuencia correspondiente al periodo de control, con el objetivo de generar las señales de disparo del convertidor.

El Código 5.4 muestra el algoritmo de control implementado, tratando de simular la implementación real en un procesador digital de señales (DSP). El control discreto se realiza a través del cálculo periódico de las tensiones de referencia, las cuales se mantienen constantes durante un periodo completo de control. El instante de cálculo se sincroniza con un contador interno, que se reinicia cuando alcanza el valor `N_calc`, que representa el número de pasos de simulación por periodo de control (es decir, la relación entre el periodo de control y el paso del solver del simulador).



(a) Subsistema general.

(b) Subsistema de modulación *Carrier Base* PWM.

Figura 5.17: Subsistema del algoritmo de FOC con modulación *carrier-based*.

En primer lugar, se realiza la inicialización de las variables persistentes del sistema. Posteriormente, en el bloque de selección de acción de control, se calcula la tensión de referencia de cada fase. Este proceso comienza con la adquisición de las corrientes de fase medidas, que se transforman al sistema de coordenadas ortogonales mediante las transformadas de Clarke y Park. De este modo, las corrientes se expresan como variables continuas en el sistema giratorio.

A continuación, se calcula la referencia de corriente utilizando el algoritmo descrito previamente (basado en MTPA y *field weakening*). Estas referencias son introducidas en los reguladores PI que actúan sobre cada subespacio desacoplado (fundamental y armónicos). De esta forma, se obtienen las tensiones de referencia correspondientes a cada componente (d-q, x_1-y_1, x_2-y_2), las cuales son transformadas nuevamente al sistema de referencia de fase mediante las transformadas inversas de Park y Clarke. Así se obtienen las tensiones de referencia en cada una de las nueve fases de la máquina.

Código 5.4: Algoritmo de control del FOC-CB.

```
function [VabcRef]  = FOC_9PH_PMSM(Iabc_med, Te_ref, wm, Vdc, ...)
    ... % Inicialicación variables
end
%----------------- SELECIÓN ACCIÓN DE CONTROL -----------------%
if (cntr==N_calc)
    cntr=0;
    we=wm*EMcontrolFOC.P;  %Velocidad eléctrica del rotor
    %------------------ MEDIDA DE CORRIENTES ------------------%
    %Corrientes alfa-beta; x1-y1; x2-y2 medidas. Se aplica Clarke.
```

```
10      labxy_med = C(1:6,:)*labc_med;
11      %Corrientes d-q; x1'-y1' x2'-y2' medidas. Se aplica Park.
12      ld_med   =  labxy_med(1)*cos(th) + labxy_med(2)*sin(th);
13      lq_med   = -labxy_med(1)*sin(th) + labxy_med(2)*cos(th);
14      lx1_med =  labxy_med(3)*cos(h1*th) + labxy_med(4)*sin(h1*th);
15      ly1_med = -labxy_med(3)*sin(h1*th) + labxy_med(4)*cos(h1*th);
16      lx2_med =  labxy_med(5)*cos(h2*th) + labxy_med(6)*sin(h2*th);
17      ly2_med = -labxy_med(5)*sin(h2*th) + labxy_med(6)*cos(h2*th);
18      %------------------ CALCULO REFERENCIAS ------------------%
19      ... % Calculo corrientes referencia aplicando MTPA y FW
20      %------------ PI: D-Q, X1-Y1, X2-Y2 Voltage --------------%
21      ...
22      %-------------- Tensiones de fases de referencia -------------%
23      % Tensiones en alpha-beta: Transformada inversa de Park
24      Valpha_ref =  Vd_ref*cos(th)  - Vq_ref*sin(th);
25      Vbeta_ref  =  Vd_ref*sin(th)  + Vq_ref*cos(th);
26      Vabx1_ref  =  Vx1_ref*cos(h1*th) - Vy1_ref*sin(h1*th);
27      Vaby1_ref  =  Vx1_ref*sin(h1*th) + Vy1_ref*cos(h1*th);
28      Vabx2_ref  =  Vx2_ref*cos(h2*th) - Vy2_ref*sin(h2*th);
29      Vaby2_ref  =  Vx2_ref*sin(h2*th) + Vy2_ref*cos(h2*th);
30      Vabxy=[Valpha_ref;Vbeta_ref;Vabx1_ref;Vaby1_ref;Vabx2_ref;Vaby2_ref];
31      % Tensiones en fases: Transformada inversa de Clarke
32      Vabc_ref = invC(:,1:6)*Vabxy;
33  end
34  cntr = cntr + 1;
35  VabcRef = Vabc_ref;
36  end
```

5.2.2.3 Control de campo orientado con modulación por vector espacial (FOC-SV)

En este esquema, el algoritmo de control para el cálculo de las tensiones de referencia es análogo al descrito en la sección anterior (FOC-CB). No obstante, la etapa de modulación difiere, empleándose en este caso la técnica de modulación por vector espacial (*Space Vector Modulation*, SVM), cuya descripción teórica se presenta en la Sección 4.1.4.2. La modulación SVM se basa en la síntesis de la tensión de referencia a partir de la combinación ponderada de seis vectores activos y un vector nulo, de manera que el promedio resultante durante un periodo de control reproduzca la tensión deseada en los subespacios ortonormales estacionarios. Para ello, es necesario determinar los tiempos de aplicación de cada vector activo, en función de su proximidad angular respecto al vector de referencia.

La implementación en el entorno de simulación se recoge en el Código 5.5. En primer lugar, se calcula el ángulo del vector de referencia en el plano α–β, a partir de las tensiones de referencia V_α

y V_β. A partir de dicho ángulo, se identifica el sector correspondiente dentro del espacio vectorial, lo que permite determinar qué vectores activos deben ser utilizados en la composición.

Conocidos los vectores asociados al sector, se resuelve el sistema lineal que permite calcular los tiempos de aplicación de cada uno de ellos, según la formulación presentada en la ecuación 4.25. Esta operación se lleva a cabo en la línea 41 del código, utilizando una matriz de vectores activos escalada por la tensión del bus de continua V_{dc}. Para garantizar que la tensión de referencia esté dentro del hexágono de tensión máxima admisible por la modulación SVM, se incluye una etapa de saturación que limita la magnitud del vector de referencia a $V_{dc}/\sqrt{3}$.

Finalmente, se implementa la lógica de conmutación que determina cuál de los vectores activos debe ser aplicado en cada instante del periodo de control. Esta actuación se realiza utilizando los tiempos calculados previamente, reproduciendo la referencia calculada.

Código 5.5: Algoritmo de control del FOC-SV.

```
1  function [Sout, dqRef] = FOCsv_9PH_PMSM(Iabc_med, Te_ref, wm, Vdc, V_abxy, S)
2  ... % Inicialización de variables
3  %----------------- SELECIÓN ACCIÓN DE CONTROL -----------------%
4  if (cntr==N_calc)
5      cntr=0;
6      %------------------ MEDIDA DE CORRIENTES ------------------%
7      %------------------  CALCULO REFERENCIAS ------------------%
8      %------------- PI: D-Q, X1-Y1, X2-Y2 Voltage --------------%
9      %----------- Tensiones de fases de referencia ------------%
10
11     %---------------  Space Vector modulation  ----------------%
12     % Calculo del angulo
13     angulo = atan2(Vbeta_ref, Valpha_ref);
14     if angulo<0
15         angulo = angulo+(2*pi);
16     end
17     % Saturación del modulo de Vab a Vdc/sqrt(3)
18     if sqrt(Valpha_ref^2+Vbeta_ref^2)>Vdc/1.7321
19         Valpha_ref = cos(angulo)*Vdc/1.7320;
20         Vbeta_ref  = sin(angulo)*Vdc/1.7320;
21     end
22     Vabxy_ref=[Valpha_ref;Vbeta_ref;Vabx1_ref;Vaby1_ref;...
23         Vabx2_ref;Vaby2_ref;1];
24     % Identificación del sector de Vref
25     sector = floor(angulo / (20*pi/180) );
26     % Cálculo de los tiempos de aplicación
27     if sector>=3 && sector<=15
28         indVS = [sector-2 sector-1 sector sector+1 sector+2 sector+3 19];
```

```
29      elseif sector == 0
30          indVS = [1 2 3 16 17 18 19];
31      elseif sector == 1
32          ...
33      end
34      V = [V_abxy(1:6,indx_LV(indVS(1))), ...
35           V_abxy(1:6,indx_LV(indVS(2))), ...
36           V_abxy(1:6,indx_LV(indVS(3))), ...
37           V_abxy(1:6,indx_LV(indVS(4))), ...
38           V_abxy(1:6,indx_LV(indVS(5))), ...
39           V_abxy(1:6,indx_LV(indVS(6))), ...
40           V_abxy(1:6,indx_LV(indVS(7)))];
41      V = [V*Vdc;      ones(1,7)];
42      tsv = V\Vabxy_ref; % [V]*[t]=[V_ref]
43  end
44  cntr = cntr + 1;
45
46  %-------------  Actuación Space Vector  -------------%
47  if cntr < tsv(1)*EMcontrol.N_calc
48      Sout= S(:,indx_LV(indVS(1)));
49      Sout_km1 = Sout;
50  elseif cntr < (tsv(1)+tsv(2))*EMcontrol.N_calc
51      Sout= S(:,indx_LV(indVS(2)));
52      Sout_km1 = Sout;
53  elseif cntr < (tsv(1)+tsv(2)+tsv(3))*EMcontrol.N_calc
54      ...
55  else
56      Sout= S(:,indx_LV(indVS(7)));
57      Sout_km1 = Sout;
58  end
59  dqRef = dq_ref;
60  end
```

5.2.2.4 Control predictivo basado en modelo (MPC)

El control predictivo basado en modelo (*Model Predictive Control*, MPC) adopta un enfoque distinto respecto a los esquemas convencionales como el FOC. En lugar de calcular directamente las tensiones de referencia mediante controladores PI, el MPC evalúa un conjunto finito de acciones posibles a partir de un modelo dinámico de la máquina, y selecciona aquella que minimiza una función de coste, generalmente relacionada con el error de seguimiento de corriente respecto a su referencia.

La implementación de este algoritmo en el entorno de simulación se muestra en el Código 5.6. La estructura general sigue una lógica similar a la de los métodos anteriores: se inicializan las variables, se ejecuta el bucle de control sincronizado con el periodo de control, se adquieren las medidas de corriente y se calculan las referencias.

En este caso, el modelo de la máquina se emplea para llevar a cabo una predicción de la evolución de las corrientes mediante la técnica de *one step delay* (OSD), tal y como se explicó en la Sección 4.2.3. Esta predicción se basa en una formulación en espacio de estados, en la que se calcula el estado futuro de las corrientes ($k+1$) a partir del estado actual y de la acción de control aplicada en el instante actual.

A continuación, se procede a la evaluación de todas las posibles combinaciones de vectores de tensión. En este caso, dado que los parámetros de inductancias del subespacio principal se estimaron en el sistema de referencia ortonormal giratorio, el modelo en espacio de estado de dicho subespacio se realiza en este sistema de referencia giratorio y, por tanto, los vectores a evaluar se rotan al armónico fundamental. En cambio, los parámetros de los subespacios secundarios fueron estimados en el sistema de referencia ortonormal estacionario, y por este motivo, estas variables no se rotan (véase línea 23-29) y se realizan as predicciones en este sistema de referencia estacionario. Para cada posible acción de control, se predice el estado de corriente en el instante $k+2$ y se calcula la función de coste, que pondera el error de seguimiento en las componentes fundamentales (d-q) y en los subespacios armónicos secundarios (x'_1–y'_1, x'_2–y'_2), mediante los factores K_{xy1} y K_{xy2}.

La acción que minimiza la función de coste se selecciona como óptima y se aplica durante todo el periodo de control. Esta acción queda implementada mediante la señal de conmutación correspondiente del inversor.

Código 5.6: Control MPC en el simulador.

```
1  function [Sout,dqRef] = FCS_MPC_9PH_PMSM(Iabc_med,Te_ref,wm,Vs_abxy_pu,S)
2  ... % Inicialización de variables
3  %----------------- SELECIÓN ACCIÓN DE CONTROL -----------------%
4  if (cntr==EMcontrol.N_calc)
5      cntr=0;
6      we=wm*EMcontrolMPC.P;  %Velocidad eléctrica del rotor
7      %---------------- MEDIDA DE CORRIENTES ----------------%
8      %----------------- CALCULO REFERENCIAS -----------------%
9      %------------------  ONE STEP DELAY  ------------------%
10     A=[-Rs/Ld   (Lq*we)/Ld   0      0      0       0;
11       -(Ld*we)/Lq  -Rs/Lq    0      0      0       0;
12          0           0    -Rs/Lx1   0      0       0;
13          0           0        0  -Rs/Ly1   0       0;
14          0           0        0      0   -Rs/Lx2    0;
```

```
        0          0       0      0      0  -Rs/Ly2;];
    B=diag{ 1/Ld, 1/Lq, 1/Lx1, 1/Ly1,  1/Lx2, 1/Ly2};
    E=[0 -(lambda*we)/Lq 0 0 0 0]';
    Fl=(eye(6)+A*Ts);
    GAMMA=B*Ts;
    DELTA=E*Ts;
    xkp1=Fl*xk + GAMMA*uk + DELTA;
    % Pasamos los vectores de tensión a d-q
    Mp= [ cos(th)  sin(th)  0   0   0   0
         -sin(th)  cos(th)  0   0   0   0
           0          0     1   0   0   0
           0          0     0   1   0   0
           0          0     0   0   1   0
           0          0     0   0   0   1];
    V=Vdc*Mp*Vs_abxy_pu(1:6,:);

    J_opt = inf; %Inicializacion de la funcion de coste

    %------------ PREDICCIÓN K+2 | OPTIMIZACIÓN ------------%
    %Prediccion en k+2
    for m=1:19
        xkp2    = Fl*xkp1 + GAMMA*V(:,m) + DELTA;
        error = dq_ref - xkp2;
        Fc = (error(1)^2 + error(2)^2) + Kxy1*(error(3)^2 + error(4)^2)...
        + Kxy2*(error(5)^2 + error(6)^2);
        if (Fc < J_opt)
            J_opt = Fc;
            x_opt = m;
        end
    end
    %Actualización de las variables
    uk    = V(:,x_opt);
end
cntr = cntr + 1;
%----------------- ACTUACIÖN CONVERTIDOR ----------------%
Sout= S(:,indx_Vs(x_opt));
dqRef = dq_ref;
end
```

5.2.2.5 Control predictivo basado en modelo con modulación radial (MPC-ta)

La implementación del control predictivo con modulación radial (*MPC-ta*) se deriva directamente del esquema clásico de control predictivo presentado en la sección anterior. La diferencia fundamental radica en la incorporación de una etapa adicional para el cálculo del tiempo de aplicación t_a, que permite modular radialmente el vector de tensión aplicado, adaptando su módulo a la tensión de referencia requerida en cada instante. Esta estrategia fue presentada en detalle en el Apartado 4.2.4.

El Código 5.7 muestra la implementación del algoritmo en el entorno de simulación. El proceso comienza con el cálculo del vector de tensión de referencia a partir del modelo de la máquina (mediante la inversión de las ecuaciones en espacio de estado). A continuación, se determina su módulo (`Vref_mod`). Si este supera el módulo máximo permitido por los vectores de control largos (aproximadamente $0,64v_{dc}$), se satura el tiempo de aplicación t_a a la unidad. En caso contrario, se calcula el valor optimo del t_a como el cociente entre el módulo de la tensión de referencia y el valor máximo admisible, ecuación 4.42.

Una vez obtenido t_a, se modulan radialmente los vectores de tensión disponibles multiplicándolos por este valor antes de realizar el proceso de evaluación y predicción (línea 12). En la fase de optimización, se sigue el mismo criterio que en el MPC clásico: se calcula el error de seguimiento de corriente para cada acción de control y se selecciona aquella que minimiza la función de coste.

Finalmente, en la etapa de actuación, se aplica la acción de control óptima durante la fracción de tiempo correspondiente del periodo de control ($t_a \cdot T_s$), mientras que durante el resto del periodo de control se aplica el vector nulo. Este esquema permite una mayor granularidad en la aplicación del vector de tensión, mejorando el comportamiento dinámico y reduciendo la distorsión armónica del sistema.

Código 5.7: Control MPC-ta en el simulador.

```
1   %------------------  CALCULO ta  ------------------%
2   % Calculo ta
3   Vref = inv(GAMMA) * (dq_ref - Fl*xkp1 - DELTA);
4   Vref_mod = sqrt(Vref(1)^2 + Vref(2)^2);
5   if (Vref_mod > Vdc*0.64)
6       ta = 1;
7   else
8       ta = Vref_mod / (Vdc*0.64);
9   end
10  % Pasamos los vectores de tensión a d-q
11  Mp= [ % Matriz de Park ];
12  Vdq=Vdc*Mp*Vs_abxy_pu(1:6,:)*ta;
13  %------------ PREDICCIÓN K+2 | OPTIMIZACIÓN ------------%
14  for m=1:19,   ... % Evaluación de la acción de control óptima
```

```
15      end
16      %Actualización de las variables
17      uk    = Vdq(:,x_opt);
18  end
19  cntr = cntr + 1;
20  %----------------- ACTUACIÓN CONVERTIDOR ----------------%
21  if cntr< ta*EMcontrol.N_calc
22      Sout= S(:,indx_Vs(x_opt));
23  else
24      Sout= S(:,indx_Vs(19));
25  end
26  dqRef = dq_ref;
27  end
```

5.3 Implementación en la bancada

La bancada experimental está compuesta por un accionamiento nonafásico acoplado mecánicamente a una máquina trifásica que actúa como carga. En la Figura 5.18 se muestra el sistema experimental disponible en el Taller 32 de la EII, el cual está constituido por una máquina síncrona de imanes permanentes de nueve fases, fabricada por ENERKOI, y una máquina de inducción trifásica conectada al mismo eje. Esta última tiene como función principal aplicar un par de carga controlado sobre la máquina nonafásica para simular condiciones operativas reales.



Figura 5.18: Sistema experimental nonafásico del Taller 32 EII. Fuente: Elaboración propia.

La máquina nonafásica es alimentada mediante un convertidor electrónico de potencia de dos niveles y nueve fases, el cual, a su vez, recibe alimentación de una fuente de corriente continua externa. Por su parte, la máquina trifásica está gobernada mediante el inversor *Q2A Drive* de OMRON, que incluye una unidad de frenado y una resistencia de disipación para evacuar la energía regenerada al ejercer el par de carga.

El convertidor nonafásico implementa tecnología de carburo de silicio (SiC) en sus dispositivos semiconductores de conmutación, lo que permite una mayor eficiencia y menores pérdidas por conmutación en comparación con tecnologías tradicionales [103]. Estos dispositivos son gestionados por un algoritmo de control avanzado ejecutado en un procesador de señales digitales (DSP). Para el cierre del lazo de control, el sistema cuenta con sensores de corriente en cada fase, así como con entradas para señales procedentes de un encoder incremental acoplado al eje de la máquina. La Figura 5.19 muestra el convertidor utilizado.

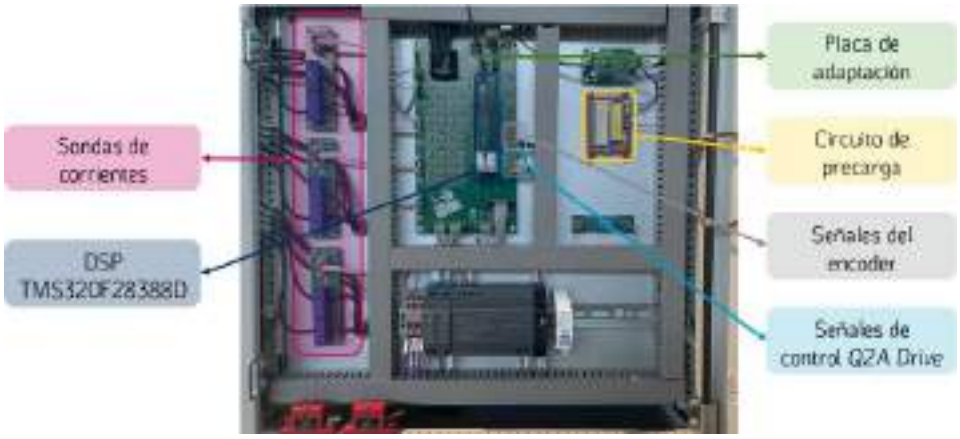


Figura 5.19: Convertidor nonfásico. Fuente: Elaboración propia.

La implementación del software de control se realiza con el procesador digital TMS320F28388D de Texas Instruments, programado en lenguaje C para sistemas embebidos. Este dispositivo ofrece la capacidad computacional y la flexibilidad necesarias para ejecutar en tiempo real estrategias avanzadas de control de máquinas eléctricas multifásicas.

Desde el punto de vista estructural, el código fuente se organiza de manera modular y escalable. En primer lugar, se desarrolla una librería principal donde se definen los parámetros globales y las funciones compartidas por los distintos esquemas de control. A su vez, se emplea una librería específica para la inicialización de todas las variables requeridas en tiempo de ejecución. Finalmente, se dispone de diferentes archivos `main` independientes para la implementación de cada una de las estrategias de control, lo cual facilita la depuración y evaluación de las distintas metodologías desarrolladas.

5.3.1 Librerías del proyecto

La implementación del software de control se apoya en una arquitectura modular estructurada mediante librerías específicas que centralizan tanto los parámetros del sistema como las funciones empleadas en la ejecución de los algoritmos de control. En particular, las principales librerías utilizadas son `lablib.h/c`, donde se agrupan macros y funciones comunes a los distintos esquemas de control implementados; y `data_type.h/c`, destinada a la declaración e inicialización de variables y estructuras de datos utilizadas en el sistema embebido.

5.3.2 Librería "lablib"

La librería `lablib` constituye el núcleo funcional del software embebido desarrollado para la implementación de estrategias avanzadas de control sobre la máquina eléctrica nonafásica en el banco de ensayos. Esta librería encapsula las rutinas principales de control y proporciona una estructura común que facilita la portabilidad, mantenimiento y desarrollo del código. Está compuesta por dos archivos fundamentales:

- `lablib.h`: archivo de cabecera que contiene la definición de parámetros constantes, macros y prototipos de funciones públicas.
- `lablib.c`: archivo de implementación donde se desarrollan las funciones declaradas en el encabezado, incluyendo rutinas de control, configuraciones, etc.

Esta separación entre cabecera e implementación permite una organización modular, reutilizable y fácilmente configurable para distintos esquemas de control como FOC, MPC o MPC-ta.

5.3.2.1 Archivo "lablib.h"

El archivo principal que constituye el punto de configuración y definición de constantes del entorno de control embebido es `lablib.h`. Su función es centralizar los parámetros clave del sistema, las transformaciones matemáticas, las macros y los prototipos de funciones necesarias para la implementación de los diferentes esquemas de control. El contenido completo de este archivo puede consultarse en el Código I.1 del Apéndice A.

Una de las secciones más relevantes del archivo está dedicada a la **selección del esquema de control**. Esta selección se realiza mediante la definición de una macro que habilita, en tiempo de compilación, las rutinas asociadas al control deseado. Un ejemplo se muestra en el Código 5.8, donde la macro `#define MPC` activa la compilación condicional de las estructuras, funciones y parámetros

específicos del esquema MPC. Esta técnica permite mantener un código unificado y limpio, facilitando la reconfiguración del sistema y reduciendo la probabilidad de errores.

Código 5.8: Ejemplo selección del esquema de control.

```
1 // Selecciona el esquema de control
2 #define MPC    0x0 // [FOC, MPC, MPCta, etc]
3
4 #ifdef FOC
5     ...
6 #endif
7 #ifdef MPC
8     ...
9 #endif
```

Una vez definido el esquema de control, se configuran otros parámetros clave del sistema, tales como la frecuencia del lazo de control `CTRLF` y la tensión nominal del bus de continua `Vdc` (líneas 54,55 del Código I.1). También se parametrizan el controlador PI de velocidad y se selecciona el perfil dinámico de velocidad para el ensayo, siguiendo el mismo mecanismo condicional utilizado para los esquemas de control. Asimismo, se configuran opciones de almacenamiento de datos, fundamentales para el análisis de los resultados de los ensayos.

Posteriormente, se definen un conjunto de **macros globales** que agrupan constantes físicas, límites operativos y parámetros del sistema. Entre estas se encuentran el número de pares de polos del motor, las corrientes y velocidades máximas permitidas, factores de conversión entre unidades, y parámetros PWM.

En cuanto a la legibilidad y eficiencia del código, el archivo incluye múltiples **macros *inline*** que implementan funciones frecuentes de forma compacta. Estas funciones abarcan desde el cálculo del tiempo de muestreo, hasta transformaciones matemáticas como Clarke y Park (directas e inversas) para cada variable individual. También se incluye la formulación de la función de coste utilizada en el esquema MPC, así como utilidades para la conversión de unidades y normalización de señales.

Finalmente, el archivo `lablib.h` contiene secciones específicas para cada esquema de control. En el caso del FOC, se definen las constantes de los controladores PI de corrientes. Para los esquemas MPC y MPC-ta, se incluyen los parámetros eléctricos de la máquina, los factores de ponderación de la función de coste y las expresiones *inline* necesarias para calcular las matrices del modelo en espacio de estados discretizado. Esta organización permite mantener separados y claramente identificados los parámetros asociados a cada técnica de control.

5.3.2.2 Archivo "lablib.c"

El archivo `lablib.c` contiene la implementación funcional de todas las rutinas necesarias para el funcionamiento del sistema de control embebido. En él se incluyen tanto las bibliotecas auxiliares requeridas por el proyecto como la definición de las funciones relacionadas con la generación de consignas, la adquisición de datos, la configuración del hardware y la gestión de interrupciones.

En cuanto a las **funciones de control**, destaca la rutina `vel_profile()`, responsable de generar el perfil dinámico de velocidad de referencia durante el ensayo. Esta función admite distintos tipos de perfil, como el trapezoidal o el definido a partir de un conjunto de datos, basado en (*dataset*). Asimismo, la función `driveSET()` establece la consigna de par para el convertidor *Q2A Drive*, encargado de controlar la máquina de carga.

La rutina `Control_Action_Settings()` se encarga de aplicar las acciones de control calculadas en cada periodo de control. Esto se hace con la configuración directa de los comparadores de las señales PWM que gobiernan los interruptores de potencia del convertidor nonafásico. En el caso de esquemas con modulación radial (como el MPC-ta), el valor del comparador se obtiene ponderando el estado de conmutación conmutación con el tiempo de aplicación calculado.

Respecto a la **adquisición de datos**, se dispone de la función `dataLogging()`, en la que se implementan diferentes estructuras de almacenamiento según las variables seleccionadas para el análisis posterior. Esta función permite registrar señales clave como corrientes de fase, velocidad angular, referencias internas del control, etc.

Además, se incluyen diversas rutinas asociadas a la **configuración del hardware**. La función `ConfigureGPIO()` se encarga de definir la funcionalidad de los pines GPIO del sistema, incluyendo las señales digitales de entrada y salida, las salidas PWM, las entradas analógicas, así como las señales de control del inversor. Esta configuración también contempla la asignación de funciones alternativas mediante multiplexores.

Por su parte, la función `ConfigureGPIO()` permite configurar individualmente un módulo EPWM, ajustando parámetros como el periodo de conmutación, los modos de comparación, las acciones sobre la salida (SET/CLEAR) y los márgenes de seguridad. De forma análoga, la rutina `ConfigureEPWM_Q2ADrive()` realiza la configuración específica de los módulos EPWM encargados del control del convertidor *Q2A Drive*.

Otras funciones relevantes son `InitEPWM()`, que realiza la inicialización general de todos los módulos EPWM del sistema, y `ADC_init()`, encargada de poner en marcha el sistema de conversión analógica-digital. Esta última configura los canales ADC, la secuencia de conversión, los disparos por eventos y los registros asociados a las interrupciones. La rutina `eQEP_init()` inicializa el módulo eQEP (enhance Encoder Quadrature Pulse), definiendo la escala de conteo, el sentido de giro y el tipo de codificación para permitir la lectura precisa de la posición y la velocidad angular del rotor.

En lo que respecta a las rutas de interrupción, se dispone de la función `adca1_isr()`, asociada al sistema ADC, que se activa automáticamente tras completar una conversión analógica. Esta rutina permite acceder a datos actualizados procedentes de los sensores de corriente y actualizar las variables de las medidas de las corrientes de fases. Asimismo, la rutina `eQEP_isr()` gestiona la interrupción correspondiente al encoder rotatorio, permitiendo el cálculo de la posición y velocidad instantánea del rotor. Por último, la rutina `synchronous_isr()` crítica en la sincronización del lazo de control y se activa periódicamente con el periodo de las señales EPWM de actuación.

5.3.3 Librería "data_type"

La librería `data_type` constituye la base estructural de datos del sistema embebido diseñado para la implementación de esquemas de control avanzados sobre una máquina eléctrica nonafásica. Su objetivo principal es organizar y encapsular toda la información necesaria para la ejecución del algoritmo de control en tiempo real, proporcionando un marco de datos robusto y coherente. En ella se agrupan todas las señales medidas, las variables de estado internas del sistema, las referencias dinámicas de control, los parámetros eléctricos de la máquina, así como estructuras auxiliares empleadas para el registro, visualización y tratamiento de datos. La librería se compone de dos archivos principales:

- `data_type.h`: archivo de cabecera que contiene la definición de tipos de datos personalizados (typedef struct) y la declaración de variables globales utilizadas en todo el sistema.
- `data_type.c`: archivo de implementación donde se definen e inicializan todas las variables globales previamente declaradas.

Esta separación permite una abstracción clara entre la definición estructural de los datos y su su información contenida.

5.3.3.1 Archivo "data_type.h"

El archivo `data_type.h` contiene la definición de todas las estructuras de datos personalizadas necesarias para la implementación del control del accionamiento nonafásico. Su propósito es proporcionar una organización estructurada y coherente de la información, lo cual facilita la mantenibilidad del código, su legibilidad y su escalabilidad.

En este archivo se definen las estructuras para almacenar las medidas obtenidas del sistema de adquisición analógica (ADC), agrupadas bajo la estructura `ADCRESULT`. También se establece la estructura `PHASE_DATA`, que permite gestionar conjuntamente las corrientes de fase medidas y las

tensiones de fase de referencia generadas por los algoritmos de control, especialmente en el caso del FOC.

Se incluyen además las estructuras `ABXY_DATA` y `DQXY_DATA`, que permiten representar las distintas componentes de corriente y tensión en ambos sistemas de referencia ortonormales.

La estructura `PIDATA` se utiliza para definir los controladores proporcionales–integrales empleados en los lazos de regulación. Incluye las constantes de control, los estados internos de errores y los valores de salida de cada PI.

Para el control del convertidor comercial *Q2A Drive*, se emplea la estructura `Q2ADRIVE`, que almacena tanto las consignas como el estado operativo del equipo utilizado para oponer el par de carga en los ensayos.

Por otro lado, la estructura `ExperimentalData` se destina a registrar y almacenar los datos experimentales adquiridos durante las pruebas, facilitando su posterior análisis y representación.

Estas estructuras permiten agrupar y tipificar de forma coherente las variables de control, lo que mejora la modularidad del sistema. Una vista resumen de estas definiciones puede consultarse en el Código I.3 del Apéndice A.

En este mismo archivo también se declaran todas las variables globales necesarias para el funcionamiento del sistema. Estas variables abarcan tanto aquellas compartidas por los distintos esquemas de control, como las específicas de cada técnica implementada. Su inicialización se lleva a cabo en el archivo `data_type.c`, asegurando una separación adecuada entre la declaración estructural de los datos y su asignación en tiempo de ejecución.

5.3.3.2 Archivo "data_type.c"

El archivo `data_type.c` se encarga de implementar e inicializar todas las variables previamente declaradas en el archivo `data_type.h`. En él se asignan valores a las variables constantes del sistema, incluyendo los ajustes de *offset* y las ganancias de calibración de las sondas de corriente, así como los estados de conmutación del convertidor y las proyecciones de los vectores de tensión utilizados en los distintos algoritmos de control.

La inicialización de las variables se realiza de forma parametrizada, tomando como referencia las macros definidas en la librería `lablib.h`. Esto incluye variables relacionadas con la modulación PWM, los tiempos característicos del perfil de velocidad y otras señales dependientes de la configuración seleccionada. Con esta estructura, el sistema puede adaptarse de manera flexible a diferentes configuraciones de control sin necesidad de modificar manualmente las variables internas, facilitando la portabilidad y el mantenimiento del software. El contenido de este archivo puede consultarse en el Código I.4 incluido en el Apéndice A.

5.3.4 Perfil dinámico de par/velocidad

En este apartado se implementa un perfil de par/velocidad variable para realizar ensayos controlados en una bancada real. El principal objetivo es simular el comportamiento de uno de los motores de un monoplaza.

Para ello, partiendo de un conjunto de datos recogido durante una prueba en pista del monoplaza MART de *Formula Student*, se obtienen las consignas de par y ángulo de dirección que entran al simulador desarrollado. De esta simulación basada en datos reales se guardan las consignas de par de referencia y velocidad del motor de una de las ruedas del vehículo obteniendo así el perfil par/velocidad a ensayar en la bancada experimental.

Mediante esta metodología, la máquina eléctrica objeto de estudio es controlada emulando el comportamiento dinámico de una de las ruedas del monoplaza, permitiendo así la evaluación del rendimiento del sistema en condiciones operativas específicas. Esto posibilita la validación de distintos esquemas de control, analizando su impacto en la eficiencia energética, la capacidad de respuesta dinámica y la estabilidad del accionamiento.

La implementación de este enfoque en entornos de prueba permite no solo la caracterización del desempeño del sistema, sino también la optimización de estrategias de control antes de su aplicación en el vehículo real, minimizando riesgos y maximizando la fiabilidad del sistema de propulsión eléctrica.

En la implementación del perfil dinámico en la bancada se encuentra una limitación fundamental asociada a la capacidad de memoria del *DSP TMS320F28388D*. La memoria disponible en este DSP resulta insuficiente para almacenar de forma directa el perfil de velocidad completo, ya que debe gestionar simultáneamente todas las variables requeridas por el esquema de control en tiempo real. Además, se reserva un espacio específico en la memoria para almacenar datos de los ensayos, lo que permite su posterior análisis de variables críticas del control. Esta restricción de memoria impone un desafío significativo en la integración directa del perfil de velocidad como referencia, requiriendo la exploración de estrategias alternativas para optimizar el uso de los recursos disponibles sin comprometer el rendimiento del sistema de control.

La primera medida a adoptar se trata de realizar ensayos suficientemente cortos para reducir el número de datos y que se pueda apreciar la dinámica del sistema. En segundo lugar, se pasa de usar el paso de tiempo fijo a usar un paso de tiempo variable. Para ello, partiendo de que cuando la curvatura es 0 significa que la pendiente es constante, los instantes de tiempo donde la curvatura es 0 se pueden omitir y almacenando solo con los instantes en los que la curvatura varía se puede describir el perfil con gran precisión. La curvatura se obtiene haciendo la segunda derivada:

$$curvatura = \frac{d^2x}{dt^2}. \tag{5.8}$$

Luego, se realiza dos veces la derivada discreta utilizando el método de *Euler* hacia atrás, ecuación 5.9 y se evalúan todos los puntos construyendo el nuevo perfil con los puntos que presentan una curvatura distinta de cero con una cierta tolerancia admisible, Código 5.9.

$$\frac{\Delta x}{\Delta t} = \frac{x(k) - x(k-1)}{t(k) - t(k-1)}. \tag{5.9}$$

Código 5.9: Función para reconstruir el perfil variable.

```
function [timeoutf, veloutf] = Variable_Data(time, vel)
% Derivadas de la velocidad: aceleración y curvatura
dvel  = zeros(length(time),1);
ddvel = zeros(length(time),1);
for i = 2:length(time)
    dvel(i,1)  = (vel(i)-vel(i-1)) / (time(i)-time(i-1));
    ddvel(i,1) = (dvel(i)-dvel(i-1)) / (time(i)-time(i-1));
end
% Construcción de la curva comprimida
timeout  = zeros(length(time),1);
velout = zeros(length(time),1);
cont = 1;
for k = 1:length(time)-2
    if( (ddvel(k+1)-ddvel(k+2))<-0.1 || (ddvel(k+1)-ddvel(k+2))>0.1 )
        timeout(cont,1) = time(k,1);
        velout(cont,1)  = vel(k,1);
        cont = cont + 1;
    end
end
% Filtrado de los zeros
timeoutf = timeout(1:(cont-1), 1);
veloutf  = velout(1:(cont-1), 1);
end
```

Una vez se tienen el conjunto de datos `[tiempo-velocidad]` de paso variable, el conjunto de datos `[tiempo-pendiente]` se obtiene aplicando la derivada como en la ecuación 5.9. Esta se calcula con la función del Código 5.10.

Código 5.10: Función para calcular la pendiente de la señal.

```
function m = pendiente(time,signal)
for i = 1:length(time)-1
    m(i, 1) = (signal(i+1,1)-signal(i,1)) / (time(i+1,1)-time(i,1));
end
```

```
5 end
```

Una vez se tiene el conjunto de datos `[tiempo-pendiente]`. Sin embargo, para describir la curva es necesario también el valor inicial de la señal y a partir de ese valor se puede reconstruir el perfil a partir de las pendientes. Además, teniendo en cuenta que el parámetro de pendiente es la que hay entre dos valores de tiempos, se tiene un dato más de tiempo que de pendiente. Por tanto, de cara a la implementación en *C*, la primera pareja de datos almacenado contiene `[tiempo inicial-velocidad inicial]` y el resto de pareja de datos contiene el conjunto `[tiempo-pendiente]`.

Para la implementación del perfil variable en la bancada se genera una librería de *C* formada por su archivo de cabecera *.h* con macros necesarias para formal el perfil y su cuerpo *.c* donde se almacena la variable *vel_prof[][]* con la informacion necesaria para reconstruir el perfil como se ha descrito previamente. Esta librería se crea automáticamente desde un *script* de *MATLAB* (Código II.1 del Apéndice B) de forma que a partir de los datos de entradas de la curva que se desea ensayar, se genera la librería que contiene los datos que permite reconstruir la curva deseada y esta se almacena en la carpeta de librerías del proyecto de *Code Composer Studio*.

Una vez se tienen las librerías almacenadas (Códigos II.3 y II.4), se implementa la rutina que permita reconstruir el perfil de velocidad a partir de la pendiente en cada instante de tiempo refrescando así la velocidad de referencia del control de la máquina eléctrica. En primer lugar, se introduce una etapa de aceleración para alcanzar la velocidad inicial con una pendiente suave. Cuando alcanza la velocidad inicial se comienza la reconstrucción del perfil *vel_prof[][]*. Para ello se establece un indice que va a recorrer la variable comparando continuamente el instante de tiempo actual con el siguiente tiempo en el que cambia la pendiente para ir refrescando la pendiente de la curva en cada periodo de control, Código 5.12.

Código 5.11: Rutina de perfil de velocidad/par.

```
1  void vel_profile(void)
2  {
3      #ifdef W_TRG
4      ...
5      #endif
6      //Tload:.  /\_.
7      //     / \/   |
8      // ___/       |__   -Cortesia de RdF
9      #ifdef W_DATASET
10         Uint16 indx = 1;
11         if (cont < seg * (tup)) {
12             rotor.wm_ref += vel_prof[0][1] / ((tup) * seg);
13         }
14         else if (cont < ((tup) + tcte) * seg) {
```

```
            if(cont > ((tup) + vel_prof[indx][0]) * seg){ indx++;}
            rotor.wm_ref += vel_prof[indx][1] * Tm;
            Q2A.RevrRun = ON;
            Q2A.TorqRef = TORQ_LOAD(rotor.wm_k, rotor.wm_km1, Tm);
        }
        else {
            Q2A.TorqRef = 0;
            rotor.wm_ref -= rotor.wm_trg / ((tup) * seg);
        }
    #endif
}
```

Para controlar el par de carga que impone la máquina trifásica de inducción mediante el convertidor *Q2A Drive* se introduce la señal analógica de par. Esta señal de par se puede modelar como si fuera el par de una rueda de un vehículo eléctrico fácilmente con un modelo simplificado basándose en la ecuación 3.9. De esta forma en *C* se puede computar este par como una función que depende unicamente de la velocidad y de parámetros conocidos:

$$T_e = C_0 + C_1 v^2 + C_2 \frac{dv}{dt}. \tag{5.10}$$

De esta forma, se define una macro que calcule el par de referencia en cada instante de tiempo en función de la velocidad medida de la máquina.

Código 5.12: Macro para modelar el par de carga.

```
#define TORQ_LOAD(wk,wkm1,Tm) ((float)(C0+C1*wm*wm+C2*(wk-wkm1)/Tm))
```

5.3.5 Programa principal de los esquemas de control

La implementación de todos los esquemas de control parte de una misma estructura base en el programa principal. Esta estructura común garantiza la coherencia en la inicialización del sistema y en la ejecución sincronizada del lazo de control en tiempo real, independientemente del algoritmo utilizado.

En la parte inicial del archivo principal se incluyen las librerías previamente definidas. A continuación, se realiza una comprobación condicional para confirmar que el esquema de control seleccionado en el ensayo corresponde al que se desea ejecutar. En el caso del control predictivo basado en modelo (MPC), se efectúa el cálculo previo de ciertas constantes empleadas durante el lazo de control, como la proyección de las acciones de control en voltios multiplicadas por las matrices `Gamma`. Una vez definidos estos valores, se inicia la configuración del sistema completo: controladores de

interrupciones, módulos de adquisición analógica (ADC), sistema de lectura del encoder (eQEP), y módulos de temporización y PWM. Tras completar esta inicialización, se llega al bucle de control principal. El Código 5.13 muestra una estructura típica de este proceso.

Código 5.13: Inicialización del `main`.

```
//###########################################################################
// FILE:   ''MAIN_MPC.c''
// TITLE:  Main project to control 9ph SiC converter
// LAST EDITOR : RSG & PMM
//###########################################################################
// Included Files
#include "lablib.h"
#include "data_type.h"

#ifdef MPC
////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//////////////////////        MAIN        ///////////////////////////
////////////////////////////////////////////////////////////////////////
void main(void){
    int k = 0;
    for(k = 0; k<19; k++)
    {
        GAMMA_V[k].alpha *= GAMMA11(Tm) * Vdc;
        GAMMA_V[k].beta  *= GAMMA22(Tm) * Vdc;
        GAMMA_V[k].x1    *= GAMMA33(Tm) * Vdc;
        GAMMA_V[k].y1    *= GAMMA44(Tm) * Vdc;
        GAMMA_V[k].x2    *= GAMMA55(Tm) * Vdc;
        GAMMA_V[k].y2    *= GAMMA66(Tm) * Vdc;
    }
    g_experiment.strSize = sizeof(g_experiment);
    g_experiment.startTime = 0.9f*tup;

    InitSysCtrl();
    InitGpio();

    DINT; //Clean all the interruptions
    InitPieCtrl();
    // Disable all the CPU interruptions
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;
    InitPieVectTable();
    // ADC initialization
```

```
38      ADC_init();
39      eQEP_init();
40      // Definition of the new defined interruptions
41      EALLOW;
42      PieVectTable.ADCA1_INT  = &adca1_isr;//function for ADCA ISR 1
43      PieVectTable.EQEP1_INT  = &eQEP_isr; //Interrupt service  ...
44      //routine for Enhanced Quadrature Encoder Pulse 1. (custom)
45      PieVectTable.EPWM1_INT  = &synchronous_isr;
46      EDIS;
47
48      InitCpuTimers();
49      ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 200, (Uint32)((float)2e6)*Tm);
50      CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4000;
51      // Configure GPIO
52      ConfigureGPIO();
53      // Configure EPWM
54      InitEPWM();
55      // Enable global ISR and higher priority realtime debug events:
56      IER |= M_INT1; //Enable group 1 interrupts
57      IER |= M_INT3; //Enable group 3 interrupts
58      IER |= M_INT5;
59
60      // Activacion de las interrupciones
61      PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1  = 1;  // ADC  interrupt
62      PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1  = 1;
63      PieCtrlRegs.PIEIER5.bit.INTx1  = 1;
64      EINT;  // Enable Global interrupt INTM
65      ERTM;  // Enable Global realtime interrupt DBGM
66
67      EALLOW;  //Synchronization of all EPWM clocks
68      CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
69      EDIS;
70
71      CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 0;       // start timer0
72
73      /*---------------------- CONTROL ALGORITHM --------------------*/
74      ...
75
76  ////////////////////////////////////////////////////////////////
77  ///////////////////////      END MAIN      ////////////////////////
78  ////////////////////////////////////////////////////////////////
79  #endif
```

Previo al inicio del lazo de control, se alinéa el flujo magnético de los imanes del rotor con la fase a1. Este procedimiento aplica un patrón específico de conmutación para posicionar el flujo magnético del rotor de los imanes permanentes en una orientación determinada. Esto permite establecer un punto de partida conocido para el control vectorial y se acompaña de la inicialización del contador del encoder y del ángulo eléctrico del rotor, tal como se ilustra en el Código 5.14.

Código 5.14: Alineación del flujo magnético rotorico con la fase a1.

```
    /*----------------- MAGNETIC FLUX ALIGN -----------------*/
    while(cont < 2*seg)
    {
        while(synch == 0);
        synch = 0;
        cont++;
        // First converter
        EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5333;
        EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
        EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
        // Second converter
        EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
        EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
        EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
        // Third converter
        EPwm7Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
        EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
        EPwm9Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
    }
    \\ Variable init
    cont = 0;
    EQep1Regs.QPOSCNT = 0;
    rotor.thetae = 0;
```

Una vez completada la fase de alineación, el sistema entra en el bucle de control que se ejecuta mientras el tiempo de ensayo no haya finalizado `while(cont <tsim*seg)`. Dentro de este bucle, el sistema espera a que se active la interrupción de sincronización con la línea `while(synch == 0);`, de forma que se garantiza la ejecución del lazo con una periodo definida por la señal PWM. Al finalizar el tiempo total del ensayo, se desactiva el par de carga impuesto por el convertidor *Q2A Drive* y se lleva a cero el valor de las señales PWM en todas las ramas del convertidor nonafásico, como puede observarse en el Código 5.15.

Código 5.15: Estructura control `main`.

```
    cont = 0;
```

```
    EQep1Regs.QPOSCNT = 0;
    rotor.thetae = 0;
    /*--------------------- CONTROL LOOP ---------------------*/
    while(cont < tsim*seg)
    {
        /*--------------- CONTROL ALGORITHM ------------------*/
        ...
        while(synch == 0);
        synch = 0;
        cont++;
        /*------------------- ACTUACIÓN ---------------------*/
        Control_Action_Settings();
    }
    /*--------------------- Q2A Drive OFF --------------------*/
    GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO39 = 1;
    EPwm10Regs.CMPA.bit.CMPA = PWM_PERIOD_Q2A*0;
    /*---------------------- 9PH VSC OFF ---------------------*/
    EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
    EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
    ...
    EPwm9Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
    }
```

En el interior del bucle de control existen fragmentos de código que son comunes a todos los algoritmos implementados, véase Código 5.16. En primer lugar, se ejecuta la función `driveSET()` para establecer la consigna de par del sistema de carga según la referencia calculada en el periodo anterior. A continuación, la función `vel_profile()` genera la nueva velocidad de referencia de acuerdo con el perfil dinámico definido para el ensayo. Una vez calculada la velocidad deseada, se ejecuta un lazo PI para generar la corriente de referencia i_q^*, que será utilizada como consigna por los controladores internos.

Tras esta etapa, se procede a registrar los datos del sistema si el tiempo actual del ensayo se encuentra dentro del intervalo de adquisición. Se guarda información clave de las variables de control que posteriormente serán analizadas. En esta misma sección se llevan a cabo las transformadas de Clarke y Park para convertir las variables de corriente medidas del sistema abc a los diferentes marcos ortogonales estacionarios y giratorios utilizados por los algoritmos de control.

Una vez aplicadas las transformaciones, se ejecuta el algoritmo específico del esquema de control seleccionado (FOC, MPC o MPC-ta). Finalmente, el sistema espera la interrupción de sincronización antes de proceder al siguiente periodo de control.

Código 5.16: Fragmento de código común del bucle de control de los diferentes esquemas.

```
while(cont < tsim*seg)
{
  t1 = GET_LOC_TIME(CpuTimer0);
  driveSET();
  vel_profile();
  /*------------------------- SPEED PI ------------------------*/
  omega.error = rotor.wm_ref - rotor.wm_k_filt;
  omega.inte_k =KINTE*(omega.error+omega.error_km1)+omega.inte_km1;
  dqxyCurrRef.q = omega.KP*(omega.error + omega.KI*omega.inte_k);
  //SATURATION
  if (dqxyCurrRef.q >=dqxyCurrSat.q){dqxyCurrRef.q=dqxyCurrSat.q;}
  else if (dqxyCurrRef.q <= -dqxyCurrSat.q)
  { dqxyCurrRef.q = -dqxyCurrSat.q; }
  // UPDATE VARIABLES
  omega.error_km1 = omega.error;
  omega.inte_km1  = omega.inte_k;

  sintheta = sinf(rotor.thetae);
  costheta = cosf(rotor.thetae);

  // Dentro del bucle de adquisición
  if (cont > g_experiment.startTime * seg && end_guardado == 0)
  {  data_l++;
     if (data_l == DEC)
     {
         if (incr < LEN)
         {
             dataLogging(); //Guardar SD
             incr++;
             data_l = 0;
             if (incr == LEN)
             {   end_guardado = 1;
                 g_experiment.thetaend = rotor.thetae;}
         }
     }
  }
  // Transformada de Clarke (abc -> abxy)
  abxyCurrMeas.alpha = CLARKE_ALPHA(PhaseCurrMeas);
  abxyCurrMeas.beta  = CLARKE_BETA(PhaseCurrMeas) ;
  abxyCurrMeas.x1    = CLARKE_X1(PhaseCurrMeas);
  abxyCurrMeas.y1    = CLARKE_Y1(PhaseCurrMeas);
```

```
42    abxyCurrMeas.x2    = CLARKE_X2(PhaseCurrMeas);
43    abxyCurrMeas.y2    = CLARKE_Y2(PhaseCurrMeas);
44
45    // Transformada de Park (abxy -> dqxy)
46    dqxyCurrMeas.d    = PARK_D(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
47    dqxyCurrMeas.q    = PARK_Q(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
48    dqxyCurrMeas.x1   = PARK_X1(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
49    dqxyCurrMeas.y1   = PARK_Y1(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
50    dqxyCurrMeas.x2   = PARK_X2(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
51    dqxyCurrMeas.y2   = PARK_Y2(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
52    // FOC - MPC - MPCta Algorithm
53    ...
54    while(synch == 0); synch = 0; cont++;
55    /*------------------- ACTUACIÓN ---------------------*/
56    Control_Action_Settings();
57  }
```

Tras describir la estructura base del programa principal y sus rutinas compartidas, a continuación se procede a detallar la implementación particular de cada uno de los algoritmos desarrollados.

- Bucle de **FOC**

En el caso del control vectorialde campo orientado (FOC), tras calcular la corriente de mediante el regulador PI de velocidad, se procede a aplicar un lazo PI por cada componente de la corriente en el sistema de referencia giratorio. Estos reguladores permiten generar las tensiones de referencia necesarias para asegurar el seguimiento de las corrientes deseadas.

Posteriormente, si se emplea una modulación basada en portadora (*Carrier-based*), las tensiones de referencia generadas en coordenadas $dqxy$, son transformadas al sistema de fases mediante las transformadas inversas de Park y Clarke. Una vez en el marco de referencia de fase, estas tensiones se normalizan para ser aplicadas como señales de comparación en el generador PWM siendo las tensiones de referencias las señales moduladoras. El Código 5.17 recoge una implementación en el sistema experimental.

Código 5.17: Algoritmo de control principal del FOC.

```
1  while(cont < tsim*seg)
2  {   ...
3      /*--------------------- PI: D current --------------------*/
4      ID.error = dqxyCurrRef.d - dqxyCurrMeas.d;
5      ID.inte_k = KINTE*(ID.error + ID.error_km1) + ID.inte_km1;
6      dqxyVoltRef.d = ID.KP*(ID.error + ID.KI*ID.inte_k);
7      if (dqxyVoltRef.d >= dqxyVoltSat.d){ dqxyVoltRef.d = dqxyVoltSat.d;}
```

```
8       else if (dqxyVoltRef.d <= -dqxyVoltSat.d)
9       { dqxyVoltRef.d = -dqxyVoltSat.d;}
10      ID.error_km1 = ID.error;
11      ID.inte_km1 = ID.inte_k;
12      /*--------------- PI: Q-X1-Y1-X2-Y2 current ---------------*/
13      ...
14      // Transformada inversa de Park (dqxy -> abxy)
15      abxyVoltRef.alpha = INV_PARK_AlPHA(dqxyVoltRef);
16      abxyVoltRef.beta  = INV_PARK_BETA(dqxyVoltRef);
17      ...
18      abxyVoltRef.y2    = INV_PARK_Y2(dqxyVoltRef);
19      // Transformada inversa de Clarke (abxy -> abc)
20      PhaseVoltRef.A1 = INV_CLARKE_A1(abxyVoltRef);
21      PhaseVoltRef.B1 = INV_CLARKE_B1(abxyVoltRef);
22      ...
23      PhaseVoltRef.C3 = INV_CLARKE_C3(abxyVoltRef);
24      // Signal adaptation
25      PhaseVoltRefpu.A1 = (PhaseVoltRef.A1/Vn + 1)*0.5;
26      PhaseVoltRefpu.B1 = (PhaseVoltRef.B1/Vn + 1)*0.5;
27      ...
28      PhaseVoltRefpu.C3 = (PhaseVoltRef.C3/Vn + 1)*0.5;
29      while(synch == 0);  synch = 0;  cont++;
30      /*------------------- ACTUACIÓN ----------------------*/
31      Control_Action_Settings();
32  }
```

- Bucle de **MPC** y **MPC-ta**

Los bucles de control MPC y MPC-ta se implementan en el mismo archivo de forma que en los fragmento de códigos donde difieren ambas implementaciones se usa la estructura condicional `#ifdef MPCta ... #elif ...#endif`. De esta forma, se habilita el fragmento de código correspondiente a cada variante para el compilador. En primer lugar, se aplica el OSC prediciendo el estado de las corrientes en el marco de referencia estacionario en el instante $k+1$, véase Código 5.18. Esta predicción se basa en las matrices del modelo en espacio de estados y en las acciones de control previamente aplicadas.

Con el objetivo de reducir la carga computacional durante la etapa de optimización, se anticipa el cálculo de ciertos términos constantes para el instante $k+2$, que son independientes del vector de tensión a evaluar. Esta técnica mejora la eficiencia del algoritmo, de interés en sistemas embebidos con recursos limitados.

Código 5.18: Algoritmo de control principal del MPC y MPC-ta.

```
while(cont < tsim*seg)
{   ...
    /*---------------   OPEN-LOOP OBSERVER   --------------*/
    // K+1 CURRENTS
    #ifdef MPCta
    abxyCurrkp1.alpha = FI.c11*abxyCurrMeas.alpha + a12*rotor.we_k*...
abxyCurrMeas.beta + ta*GAMMA_V[x_opt].alpha - delta21*rotor.we_k*sintheta;
    abxyCurrkp1.beta  = a21*rotor.we_k*abxyCurrMeas.alpha + FI.c22*...
abxyCurrMeas.beta +  ta*GAMMA_V[x_opt].beta + delta21*rotor.we_k*costheta;
    ... // abxyCurrkp1.x1/y1/x2/y2
    #elif
    abxyCurrkp1.alpha = FI.c11*abxyCurrMeas.alpha + a12*rotor.we_k*...
abxyCurrMeas.beta + GAMMA_V[x_opt].alpha - delta21*rotor.we_k*sintheta;
    abxyCurrkp1.beta  = a21*rotor.we_k*abxyCurrMeas.alpha + FI.c22*...
abxyCurrMeas.beta +  GAMMA_V[x_opt].beta + delta21*rotor.we_k*costheta;
    ... // abxyCurrkp1.x1/y1/x2/y2
    #endif
    // K+2 CURRENTS (CONSTANT)
    abxyCurrkp2cnst.alpha = FI.c11        *abxyCurrkp1.alpha + ...
a12*rotor.we_k*abxyCurrkp1.beta - delta21*rotor.we_k*sintheta;
    abxyCurrkp2cnst.beta  = a21*rotor.we_k*abxyCurrkp1.alpha + ..
FI.c22*abxyCurrkp1.beta +  delta21*rotor.we_k*costheta;
    ...//abxyCurrkp2cnst.x1/y1/x2/y2
    /*----------- VOLTAGE VECTOR OPTIMIZATION ------------*/
    ...
    while(synch == 0);  synch = 0;  cont++;
    /*------------------- ACTUACIÓN ---------------------*/
    Control_Action_Settings();
}
```

Contemplando si el esquema de control seleccionado es el MPC-ta, se calcula el tiempo de aplicación óptimo tal y como se describió en la Sección 4.2.4. En el Código 5.19 se muestra su implementación donde se puede ver como aplicando la inversa del espacio de estado se calcula el vector de tensión requerido en ese instante de control. Asimismo, relacionando el módulo del vector de tensión optimo con el módulo de los vectores largos, se obtiene el tiempo de aplicación. Este se satura a la unidad cuando el modulo optimo es mayor que el de los vectores. Finalmente, se aplica un filtro paso bajo al calculo del t_a puesto que este presenta cambios abruptos en cada periodo de control y se ha probado una mejora significativa filtrando el t_a calculado.

Código 5.19: Algoritmo de control principal del MPC y MPC-ta.

```
while(cont < tsim*seg)
{   ...
    /*-------------- OPEN-LOOP OBSERVER K+1 --------------*/
    ...
    #ifdef MPCta
    /*---------------- ta CALCULATION --------------------*/
    //Vref = inv(GAMMA) * (dq_ref - FI*xkp1 - DELTA);
    valpha_ref = (abxyCurrRef.alpha - FI.c11*abxyCurrkp1.alpha - ...
a12*rotor.we_k*abxyCurrkp1.beta + delta21*rotor.we_k*sintheta)/GAMMA11(Tm);
    vbeta_ref  = (abxyCurrRef.beta  - FI.c22*abxyCurrkp1.beta  - ...
a21*rotor.we_k*abxyCurrkp1.alpha -delta21*rotor.we_k*costheta)/GAMMA22(Tm);
    v_ref_mod = sqrt(valpha_ref*valpha_ref + vbeta_ref*vbeta_ref);
    if (v_ref_mod > Vdc*0.64){ ta_opt = 0.9999; }
    else{ ta_opt = v_ref_mod/(Vdc*0.64); }
    ta = k_filt*ta_opt + (1-k_filt)*ta;
    #endif
    /*----------- VOLTAGE VECTOR OPTIMIZATION ------------*/
    ...
    while(synch == 0);  synch = 0;  cont++;
    /*-------------------- ACTUACIÓN ----------------------*/
    Control_Action_Settings();
}
```

Finalmente, se ejecuta el bloque de optimización del vector de tensión. Se evalúan 18 vectores activos y el vector nulo mediante un bucle iterativo, comparando el coste asociado a cada predicción frente a una función objetivo, generalmente basada en el error cuadrático medio. El vector que minimiza dicha función es seleccionado como la acción de control óptima para el siguiente ciclo. Este procedimiento se resume en el Código 5.20.

Código 5.20: Algoritmo de control principal del MPC y MPC-ta.

```
while(cont < tsim*seg)
{   ...
    /*----------- VOLTAGE VECTOR OPTIMIZATION ------------*/
    Jopt = 9999999999999;x_opt_km1  = x_opt;
    for (k=0; k<19 ; k++)
    {
        // K+2 CURRENTS (VARIABLE)
        #ifdef MPCta
        abxyCurrkp2.alpha = abxyCurrkp2cnst.alpha + ta*GAMMA_V[k].alpha;
        abxyCurrkp2.beta  = abxyCurrkp2cnst.beta  + ta*GAMMA_V[k].beta;
        .. // abxyCurrkp2.x1/y1/x2/y2
```

```
12          #elif
13          abxyCurrkp2.alpha = abxyCurrkp2cnst.alpha + GAMMA_V[k].alpha;
14          abxyCurrkp2.beta  = abxyCurrkp2cnst.beta  + GAMMA_V[k].beta;
15          .. // abxyCurrkp2.x1/y1/x2/y2
16          #endif
17          // PREDICTION ERROR
18          abxyerror.alpha = abxyCurrRef.alpha - abxyCurrkp2.alpha;
19          abxyerror.beta  = abxyCurrRef.beta  - abxyCurrkp2.beta;
20          .. // abxyerror.x1/y1/x2/y2
21          Cf = CF_EVAL_MSE(abxyerror);// COST FUNCTION
22          if(Jopt > Cf)
23          {   x_opt = k;
24              Jopt  = Cf;}
25      }
26      while(synch == 0);  synch = 0;  cont++;
27      /*------------------- ACTUACIÓN ----------------------*/
28      Control_Action_Settings();
29  }
```

Capítulo 6

Experimentos y Resultados

Contenido

6.1. Simulador **146**
6.1.1. Ensayos del control del sistema de propulsión eléctrica 146
6.1.2. Ensayos del control vehicular 156
6.1.3. Ensayos basados en datos reales 161
6.2. Sistema experimental **166**
6.2.1. Descripción de la bancada 166
6.2.2. Resultados experimentales 167
6.3. Discusión de los resultados **172**

Aquí se presentan los resultados obtenidos en el simulador, que permiten validar el modelo implementado y estudiar la respuesta del sistema bajo diferentes condiciones operativas y escenarios. Estos ensayos incluyen la evaluación del control de la máquina eléctrica, el análisis del control de tracción, el reparto de par en rueda mediante *torque vectoring* y la influencia de técnicas de generación de corrientes de referencia como el MTPA en combinación con estrategias de *field weakening*.

Posteriormente, se describen los ensayos realizados sobre el sistema experimental, cuyo propósito es contrastar y validar en un entorno físico los resultados previamente obtenidos en simulación,

centrándose en la calidad de control de la máquina eléctrica bajo diferentes estrategias de control.

Finalmente, se lleva a cabo un análisis comparativo y una discusión crítica de los resultados obtenidos, identificando las ventajas y limitaciones de cada enfoque, así como su potencial para aplicaciones en vehículos eléctricos de altas prestaciones.

6.1 Simulador

En este apartado se realizan diversos ensayos de simulación con el objetivo de evaluar el desempeño de los diferentes sistemas de control implementados en el modelo del vehículo desarrollado en *MATLAB/Simulink*. Se distinguen dos bloques principales de análisis. Por un lado, se analiza el sistema de propulsión eléctrica del vehículo, en el cual se evalúa el comportamiento del generador de corrientes de referencia basado en la estrategia MTPA, así como de los distintos esquemas de control implementados para operar la máquina eléctrica de nueve fases.

Por otro lado, se examina el rendimiento de los esquemas de control vinculados a la dinámica vehicular. Este bloque incluye el control de tracción, cuyo objetivo es maximizar la adherencia evitando el deslizamiento excesivo de las ruedas, y el control de reparto de par en rueda, en el que se han incorporado técnicas como el *torque vectoring*.

6.1.1 Ensayos del control del sistema de propulsión eléctrica

En lo que respecta al control del sistema de propulsión eléctrica, se analiza el desempeño del generador de corrientes de referencia basado en la estrategia MTPA, así como de los distintos esquemas de control implementados. Se realiza una evaluación comparativa de cada estrategia, identificando sus ventajas y desventajas, y se justifican los contextos operativos en los que resulta más apropiada la aplicación de un determinado esquema de control frente a otros.

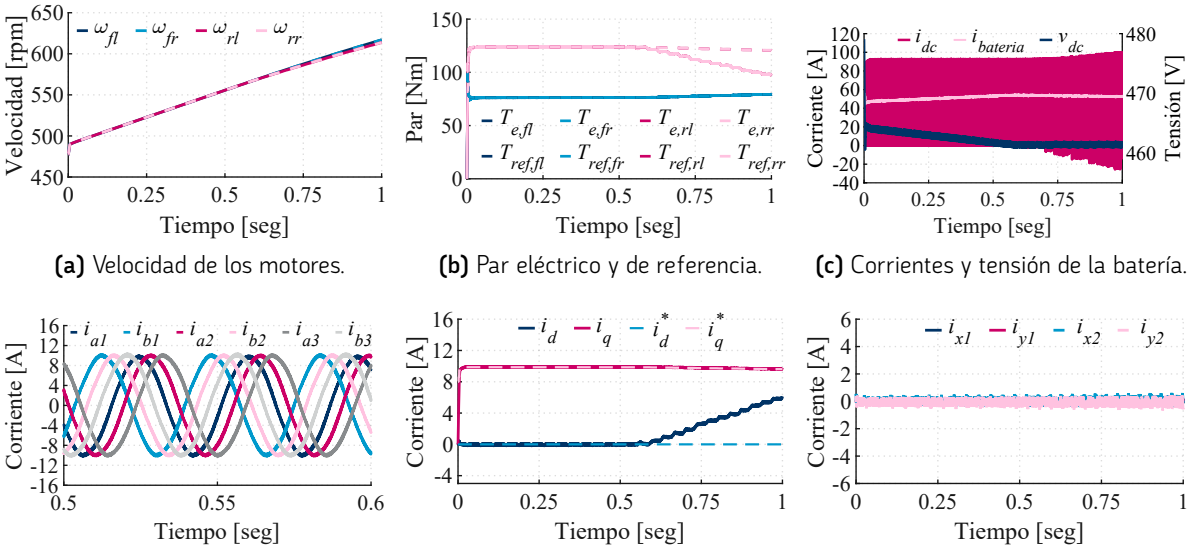
6.1.1.1 Evaluación del generador de corrientes de referencia mediante MTPA-FW

Para evaluar el desempeño del generador de corrientes de referencia basado en la estrategia MTPA, se realizan dos ensayos comparativos. En el primer ensayo, se impone $i_d^* = 0$ y se calcula i_q^* a partir del par eléctrico de consigna. En el segundo ensayo, las corrientes i_d^*, i_q^* se obtienen aplicando la estrategia MTPA. En ambos ensayos, las condiciones iniciales son una velocidad del vehículo de 40 km/h y un estado de carga (SoC) inicial de la batería de 30 %. Como entradas del simulador se impone un par eléctrico total constante de 500 Nm manteniendo el ángulo de dirección a 0°. Cabe anotar que el esquema de control empleado en este caso es el FOC con modulación por vectores espaciales (SV).

Los resultados imponiendo $i_d^* = 0$ se presentan en la Figura 6.1b donde las gráficas relativas al control del motor eléctrico pertenecen a los resultados de la rueda trasera derecha. En el seguimiento del par eléctrico se puede observar como las ruedas traseras – con una referencia de 130 Nm – experimentan una caída del par eléctrico en un determinado punto, indicando que la máquina pierde fuerza para seguir la referencia. Este fenómeno coincide con el incremento de la corriente i_d dejando de seguir la referencia, observado en la Figura 6.1e. Esto ocurre porque la velocidad del motor genera una tensión inducida superior a la tensión máxima disponible con el bus de continua.

En cuanto a las variables de corriente continua de la parte de la batería, se observa como la corriente de alimentación del convertidor i_{dc} presenta un carácter pulsante debido a la conmutación de los interruptores de potencia. Sin embargo, la tensión consumida por la batería se encuentra filtrada gracias al condensador de *dc-link* que se conecta en paralelo con tal fin. Esto permite preservar la integridad de la batería frente a picos de corrientes que la degradan más rápidamente. En cuanto a la tensión de la batería, esta decrece conforme aumenta la corriente de la batería, véase Figura 6.1c.

Observando la velocidades de los motores (Figura 6.1a), las ruedas traseras pierden ligeramente algo de velocidad conforme se pierde el par. No obstante, durante el resto del ensayo, las velocidades de todos los motores se mantienen iguales, ya que el reparto de par se realiza proporcionalmente a las fuerzas normales de cada rueda. Bajo estas condiciones, el deslizamiento de las ruedas delanteras y traseras es el mismo, lo que permite conservar la sincronía en la velocidad.



(a) Velocidad de los motores. **(b)** Par eléctrico y de referencia. **(c)** Corrientes y tensión de la batería.

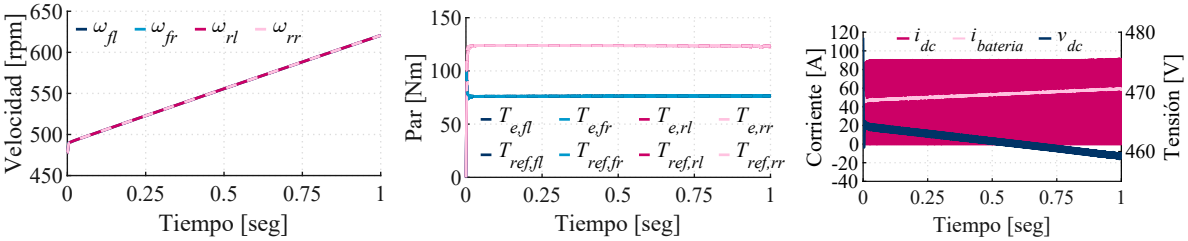
(d) Corrientes de fases. **(e)** Corrientes d-q. **(f)** Corrientes x-y.

Nota: los subíndices "*ij*" hacen referencia a cada rueda siendo *i*:*front-rear* y *j*:*left-right*.

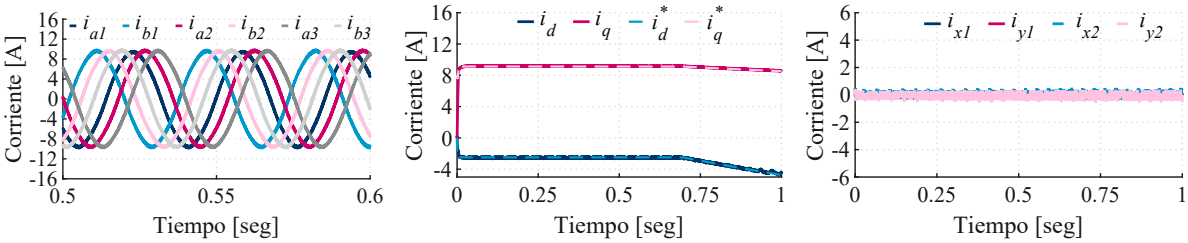
Figura 6.1: Resultados sin MTPA-FW ($i_d = 0$).

Observando los resultados del segundo ensayo (Figura 6.2), en el que se aplica la estrategia MTPA, se evidencia una mayor capacidad para seguir las corrientes de referencia i_d^*, i_q^* destacando que

i_d^* adopta valores negativos, en contraste con el caso anterior donde era cero. El par de referencia, por tanto, se sigue adecuadamente durante todo el ensayo. Las velocidades de los motores en este caso están completamente sincronizadas durante todo el ensayo gracias al reparto optimo de par que al ir en línea recta mantiene el mismo deslizamiento en todas las ruedas. Además, al comparar las corrientes de fase entre ambos ensayos, se aprecia que el uso de MTPA permite una reducción significativa en la magnitud de las corrientes.



(a) Velocidad de los motores. **(b)** Par eléctrico y de referencia. **(c)** Corrientes y tensión de la batería.



(d) Corrientes de fases. **(e)** Corrientes d-q. **(f)** Corrientes x-y.

Figura 6.2: Resultados aplicando MTPA para las corrientes de referencias.

En la Tabla 6.1 se resumen los principales resultados obtenidos en los ensayos previamente descritos. Tal como se anticipaba, la aplicación de la estrategia MTPA permite alcanzar un mayor incremento de velocidad del vehículo durante la prueba, debido principalmente a su capacidad para mantener el seguimiento del par de referencia.

Corrientes de referencia	Increm. velocidad (km/h)	Energía eléctrica (kJ)	RMS de fase (A)
Con $i_d = 0$	15,51	23,96	7,13
Aplicando MTPA-FW	15,96	23,53	6,72

Tabla 6.1: Resumen resultados evaluando la generación de las corrientes de referencia con MTPA.

Asimismo, se observa una reducción en el consumo de energía eléctrica consumida de la batería. Esta mejora se debe, por un lado, a que en ausencia de MTPA, cuando se pierde la referencia de par, se incrementa la demanda de corriente; y por otro lado, a que la aplicación de MTPA reduce el valor eficaz (rms) de las corrientes de fase, lo cual se traduce en una menor corriente de descarga de la batería. Este último aspecto es particularmente relevante, ya que una disminución en el valor rms

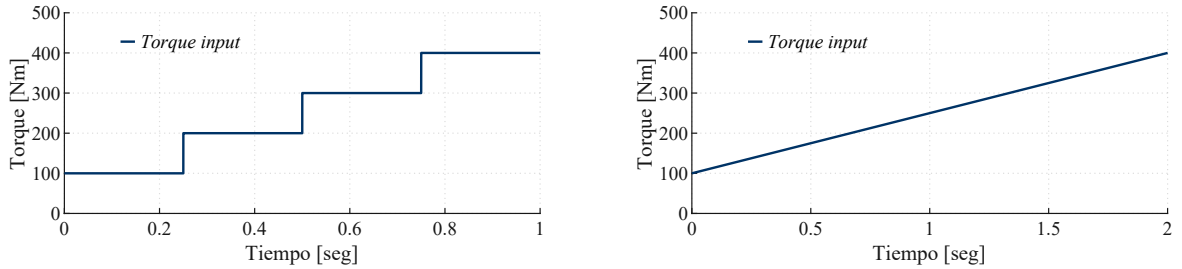
de las corrientes implica también una reducción en las pérdidas por efecto Joule en el conjunto del accionamiento eléctrico.

En conclusión, la generación de corrientes de referencia mediante la estrategia MTPA proporciona diversas ventajas técnicas significativas, entre las que se destacan el aumento del punto máximo de operación, la mejora en el seguimiento del apr de referencia, la mejora de la autonomía del vehículo disminuyendo la corriente consumida por la batería y la reducción de las perdidas por efecto joule.

6.1.1.2 Evaluación del las diferentes estrategias de control

En este subapartado se analizan y comparan las distintas estrategias de control implementadas para operar los motores eléctricos de nueve fases. Entre las diferentes estrategias implementadas se incluyen: control vectorial de campo orientado (FOC) con modulación por señal portadora (*carrier-based PWM*, en adelante FOC-CB), FOC con modulación por vector espacial (*space vector PWM*, en adelante FOC-SV), control predictivo basado en modelos (FCS-MPC), y FCS MPC con modulación radial aplicando el parámetro t_a (denominado en adelante FCS-MPC-ta).

Para evaluar los esquemas de control se realizan dos tipos de ensayos diferentes. El primer ensayo pretende evaluar la capacidad dinámica de las distintas estrategias de control. Las condiciones iniciales se establecen en una velocidad de 50 km/h y un estado de carga (SoC) de la batería de 10 %. Como señales de entrada se impone una consigna de par que presenta escalones entre 100 Nm y 400 Nm con saltos de 100 Nm (véase Figura 6.3a). Durante este ensayo, el ángulo de dirección de las ruedas delanteras se mantiene constante en 0°. En el segundo ensayo que se pretende evaluar el límite de operación, se aumenta la velocidad inicial del vehículo a 80 km/h y como referencia de par se impone una rampa de 100 a 400 Nm, véase Figura 6.3b.



(a) Primer ensayo. **(b)** Segundo ensayo.

Figura 6.3: Señales de entrada del par eléctrico total.

Previamente a los ensayos descritos, se llevan a cabo pruebas en régimen estacionario para ajustar todos los parámetros de los diferentes esquemas de control. En el caso del FOC, independientemente de la técnica de modulación empleada se ajustan hasta doce parámetros, dos – constante proporcional

e integradora de los controladores de corrientes – por cada componente de los tres subespacios ortonormales. Por su parte, el MPC necesita ajustar tan solo dos parámetros, los pesos de los errores de ambos subespacios secundarios, además de precisar los parámetros de la máquina previamente estimados.

En la Figura 6.4 se presentan los resultados del primer tipo de ensayo con una frecuencia de control de 10 kHz para todas las estrategias. En relación al par eléctrico desarrollado, tanto el FOC-CB como el FOC-SV presentan un seguimiento preciso de la consigna, con un comportamiento suave y controlado. En contraste, la estrategia FCS-MPC exhibe un nivel elevado de rizado en la respuesta del par. No obstante, la implementación de la variante FCS-MPC-ta permite reducir significativamente dicho rizado, logrando un comportamiento más parecido a las estrategias con modulación explícita.

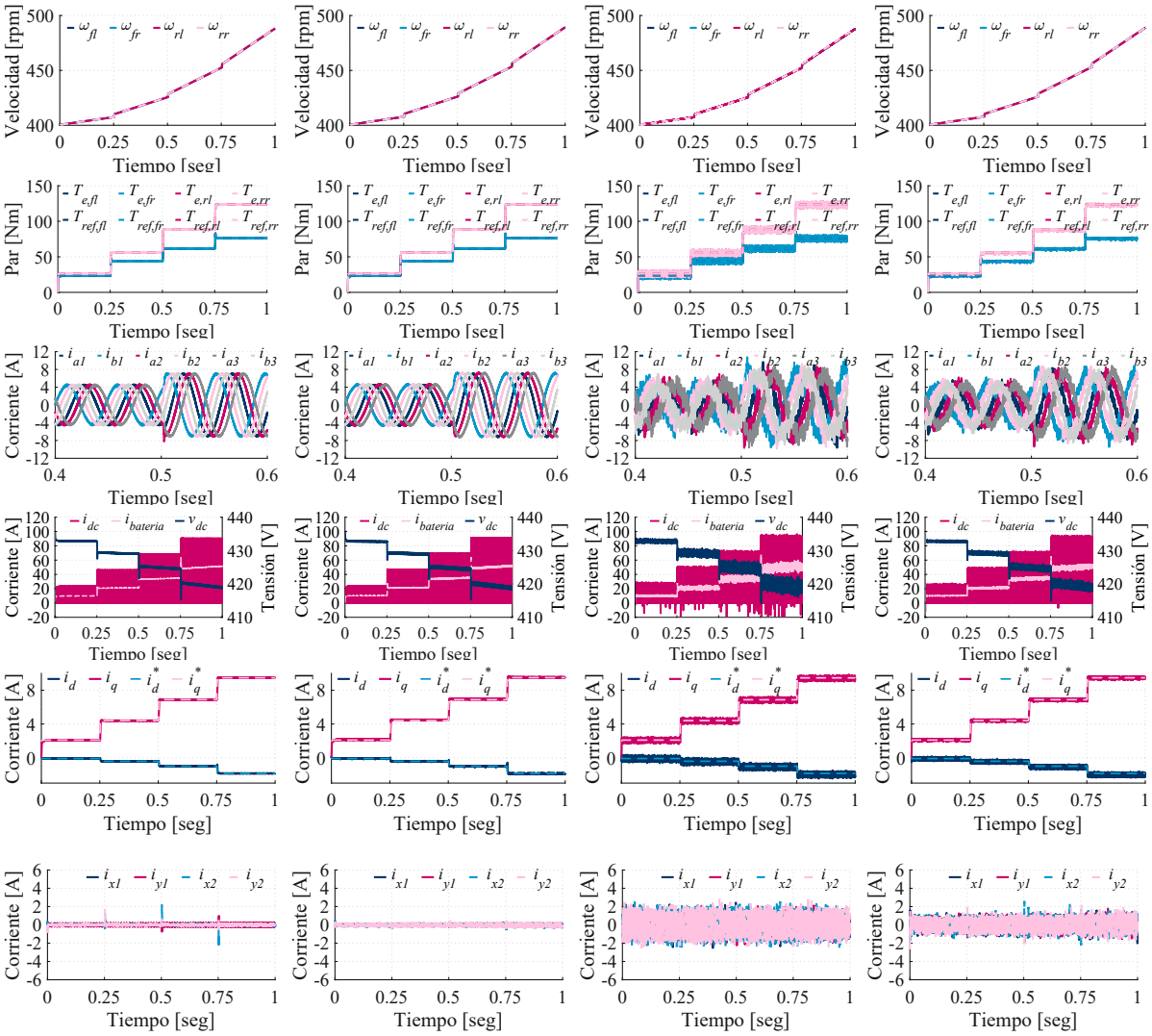
Del mismo modo, evaluando las corrientes d-q, el FCS-MPC presenta elevado rizado en el seguimiento de las referencias (i_d^*, i_q^*). Este comportamiento se debe a que, en cada periodo de control (100μs), se aplica un vector de tensión largo o el vector nulo durante la totalidad del intervalo, lo cual puede diferir del módulo óptimo del vector de tensión requerido en el subespacio α-β, provocando elevados incrementos de corrientes. Para mitigar este efecto, se ha desarrollado una versión mejorada del control predictivo basada en modulación radial (FCS-MPC-ta), en la que los vectores largos se aplican durante un tiempo proporcional al módulo del vector de tensión óptimo en el plano α-β en cada periodo de control.

En lo referente a las corrientes de los subespacios secundarios x-y, asociadas directamente a pérdidas en el sistema, tanto el FOC-CB como el FOC-SV presentan amplitudes reducidas. En el FOC-CB, las corrientes del subespacio x_1-y_1 son ligeramente superiores a las de x_2-y_2, lo que puede atribuirse a que esta técnica modula la tensión de cada fase de forma independiente, mientras que las inductancias en ambos subespacios difieren. Por el contrario, el FOC-SV promedia a cero las tensiones en los subespacios secundarios en cada periodo de control. La estrategia FCS-MPC muestra componentes más significativas, indicativas de mayores pérdidas, aunque estas se reducen de forma notable con la variante FCS-MPC-ta.

En cuanto a las variables eléctricas del sistema de alimentación, la corriente consumida de la batería (curva rosa clara) se encuentra ampliamente filtrada por el condensador *dc-link* respecto a la corriente continua que alimenta al convertidor. Este filtrado de la corriente contribuye a estabilizar la tensión de alimentación de la batería, que es muy sensible a la corriente demandada. Sin embargo, se observa que este rizado resulta notablemente superior para el caso del FCS-MPC, resultando una tensión más estable con el MPC-ta, mientras que con el FOC se consigue un nivel de tensión aún más estable.

Este comportamiento resalta la influencia que puede tener la elección del esquema de control sobre el diseño del sistema de potencia. En particular, estrategias de control que inducen un mayor rizado

en la corriente de alimentación, como el FCS-MPC convencional, pueden requerir un condensador en el *dc-link* de mayor capacidad para garantizar una tensión de entrada estable en el convertidor. Por el contrario, estrategias de control con modulación que presentan un menor contenido de rizado, como FOC-CB, FOC-SV o incluso FCS-MPC-ta, permiten emplear condensadores de menor capacidad y potencia nominal.

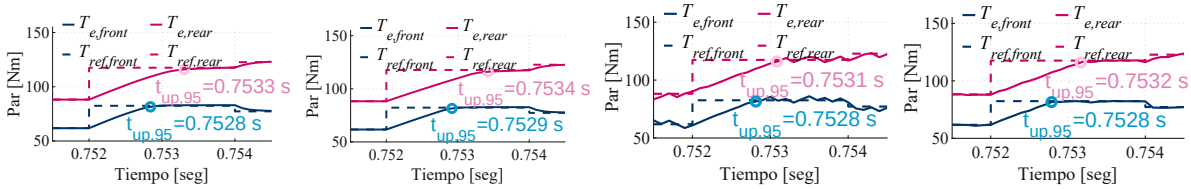


(a) FOC-CB. **(b)** FOC-SV. **(c)** FCS MPC. **(d)** FCS MPC-ta.

Figura 6.4: Resultados test evaluación respuesta dinámica con diferentes esquemas de control. De arriba a abajo: velocidad del motor eléctrico, par eléctrico, corrientes de fases, corrientes y tensiones de la batería, corrientes d-q y corrientes x-y.

Para evaluar con mayor rigor la respuesta dinámica de los diferentes esquemas de control, la Figura 6.5 muestra el detalle del seguimiento de par ante el escalón de referencia aplicado en 0,75 segundos. Aquí se muestra el tiempo de establecimiento al 95 % tanto para las ruedas delanteras

como traseras obteniendo por lo general menor tiempo con las estrategias MPC. Entre ambos FOC, el que emplea modulación SV presenta una respuesta más rápida gracias a un mayor aprovechamiento del bus de continua. Además se observa que para mayor niveles de par, el FOC tiende a ofrecer una respuesta más amortiguada presentando mayores tiempos de establecimiento. Observando ambos MPC, estos presentan una capacidad dinámica similar logrando menores tiempos de establecimiento que el FOC. También cabe destacar el rizado en el seguimiento de la referencia de par, donde el FOC funciona muy bien en comparación con el FCS-MPC. Sin embargo, el FCS-MPC-ta consigue paliar significativamente este rizado con un seguimiento preciso del par de referencia.



(a) FOC-CB. **(b)** FOC-SV. **(c)** FCS MPC. **(d)** FCS MPC-ta.

Figura 6.5: Detalle de la respuesta dinámica del seguimiento de par.

En la Tabla 6.2 se resumen algunos resultados del ensayo descrito anteriormente. En términos de incremento de velocidad del vehículo que depende de multitud de factores, se han obtenidos mayores incrementos de velocidad con el FOC-SV y con el MPC-ta que con el FOC-CB y MPC. En relación al consumo energético de la batería, las diferencias entre las estrategias son muy reducidas siendo ligeramente más eficiente en este caso el FOC-CB (12,14 kJ) y el FCS-MPC (12,12 kJ), siendo el FOC-SV el de mayor consumo (12,30 kJ).

Analizando la calidad de las corrientes de fases, como se puede apreciar en las gráficas anteriores, ambos FOC muestrran mejor comportamiento gracias a la modulación explicita obteniendo un THD de 5,49 con CB y de 5,29 con SV. Los MPC presentan mayor distorsión armónica, si bien la variante MPC-ta reduce el THD un 25 % respecto al MPC. El mismo patrón se observa en la desviación típica de las corrientes en los subespacios secundarios, asociadas a pérdidas, donde el FOC-SV ofrece la mejor calidad de señal.

Por último, en cuanto a la frecuencia de conmutación, directamente relacionado con las pérdidas por conmutación en los interruptores de potencia, el esquema FCS-MPC es el que opera con la menor frecuencia de conmutación (1,99 kHz), lo cual implica menores pérdidas de conmutación. El FCS-MPC-ta, debido al uso de modulación con vector activo en cada ciclo de control, presenta una frecuencia intermedia de 2,77 kHz. El esquema FOC-CB es el que registra la mayor frecuencia de conmutación (10 kHz), lo que explica su elevada calidad de la señal en las corrientes de fase. Por su parte, el FOC-SV logra una reducir la frecuencia de conmutación respecto al FOC-CB mejorando la

calidad de la señal.

Esquema de control	Incremento velocidad (km/h)	Energía eléctrica (kJ)	THD (%) (0,76-1s)	Desviación típica i_{xy} [A]	Frecuencia conmutación(kHz)
FOC-CB	9,786	12,139	5,49	0,074	10
FOC-SV	9,907	12,305	5,29	0,061	8,24
FCS MPC	9,738	12,117	15,15	0,712	1,99
FCS MPC-ta	9,861	12,257	11,33	0,449	2,77

Tabla 6.2: Resumen resultados evaluación respuesta dinámica de los esquemas de control.

Como se observa, la frecuencias de conmutaciones de ambos MPC son considerablemente inferiores a las del FOC. Esto sucede porque no utiliza una técnica de modulación implícita para regular la tensión de referencia conmutando unicamente las fases necesarias en cada periodo de control. En cambio, el FOC alcanza una alta calidad de señal gracias a la modulación de la tensión de cada fase con mayor frecuencia de conmutación.

Con el fin de realizar una comparación más equitativa, se requiere que los distintos esquemas de control operen con frecuencias de conmutación similares. Para ello, se llevan a cabo ensayos específicos ajustando la frecuencia de control de cada estrategia, de modo que la frecuencia de conmutación resultante se sitúe en el rango de 8–10 kHz. Tras estas pruebas preliminares, se establece una frecuencia de control de 10 kHz para ambos FOC, 60 kHz para el MPC y 30 kHz para el MPC-ta.

En la Figura 6.6 se muestran los resultados del segundo ensayo, realizado con las frecuencias de control ajustadas para un análisis más equitativo. En esta prueba, con una rampa de par de referencia, se aprecia claramente que ambos FOC pierden el control del par, mientras que los MPC logran alcanzar un punto de operación más elevado. En cuanto a la velocidad del vehículo, esta aumenta progresivamente con el incremento del par eléctrico, hasta que, en el caso de los FOC, se alcanza un instante a partir del cual se reduce la pendiente de la velocidad. Del mismo modo, al observar las velocidades de las ruedas, se aprecia que las ruedas traseras – que son las que pierden el control – presentan un descenso instantáneo de velocidad, para luego continuar aumentando con menor aceleración, debido a que el par no consigue seguir la referencia.

En las figuras donde se muestra el par eléctrico de las ruedas se puede apreciar que el FOC pierde el control de la referencia. Cuando esto ocurre, la referencia de par en las ruedas traseras disminuye mientras aumenta en las delanteras. Este comportamiento se debe a que la pérdida de par reduce la aceleración del vehículo, provocando una transferencia de carga hacia el eje delantero y, en consecuencia, un aumento de las fuerzas normales, lo que lleva al control de reparto de par a asignar mayor par al tren delantero. Por su parte, el MPC mantiene el seguimiento de la referencia durante todo el ensayo.

En cuanto al seguimiento de corrientes del subespacio principal, en el perfil de la corriente d se observa claramente el instante en el que entra el debilitamiento de campo magnético (*Field Weakening*) porque la tensión inducida por la velocidad de la máquina alcanza la máxima tensión relacionada con el aprovechamiento del bus de continua. En el caso del FOC-CB se da justo antes del primer segundo; con el FOC-SV se alarga este instante hasta el segundo con dos centesimas aproximadamente y en el caso de los MPC, no entra en esta región hasta pasado el segundo y medio. En el FOC se pierde el seguimiento de las corrientes porque llega el momento en el que la tensión suministrada no es capaz de superar la tensión inducida en la máquina. Aquí se evidencia la gran ventaja del MPC, que gracias a su mayor aprovechamiento del bus de continua es capaz de alcanzar mayores puntos de operación en aplicaciones exigentes.

Las corrientes de los subespacios secundarios se mantiene baja en todos los casos siendo ligeramente superior en el MPC-ta, y destacando que cuando el FOC-CB pierde el control estas se disparan. Finalmente, comentando las corrientes de fases, una vez ajustada la frecuencia de control de los motores eléctricos para equiparar las frecuencias de conmutaciones, se observa que la calidad de corriente del MPC comparable a la del FOC, siendo en este caso ligeramente peor el MPC-ta, concluyendo que este funciona mejor que el MPC con frecuencia de control reducida como ocurría a 10 kHz.

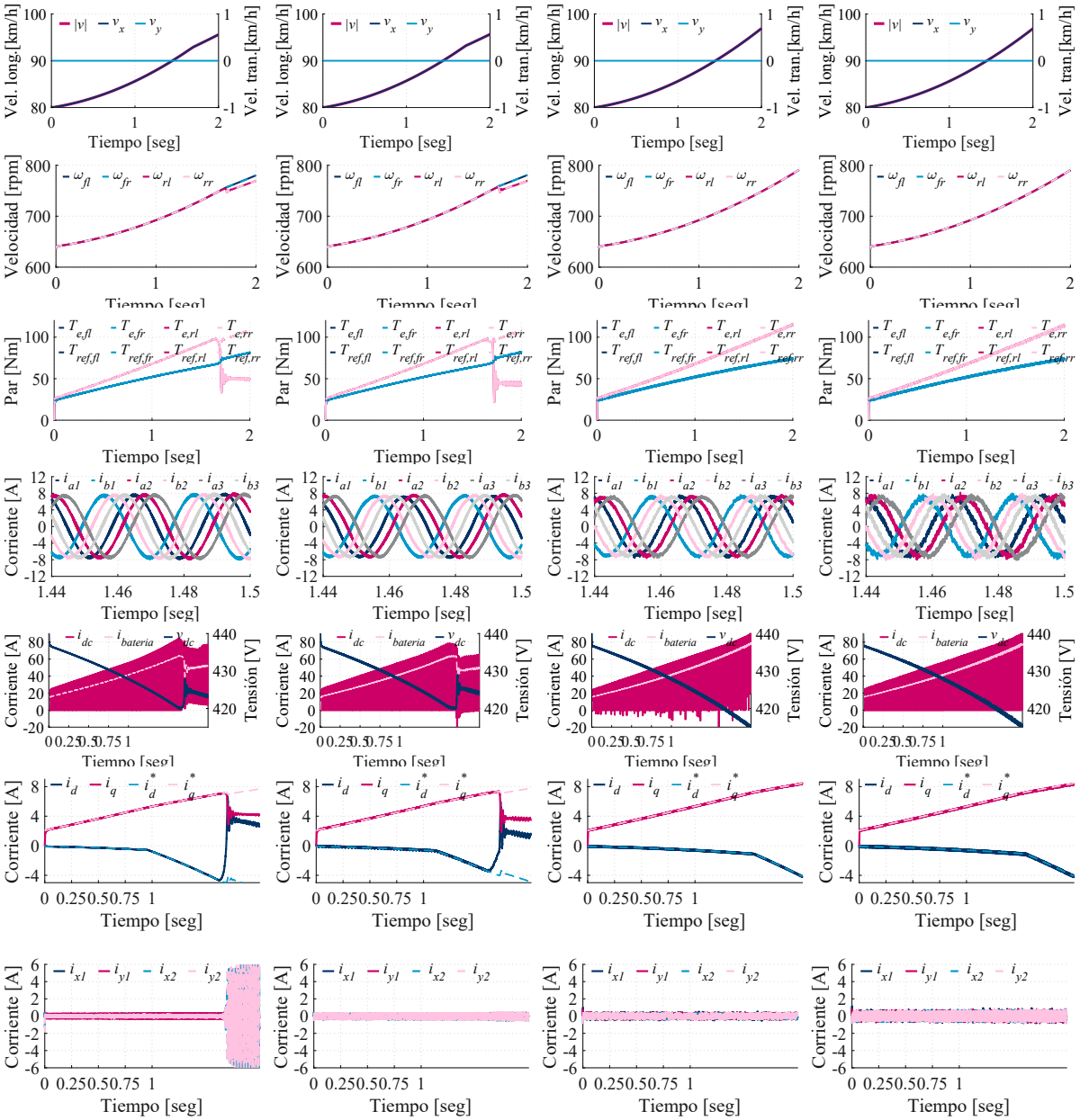
En la Tabla 6.3 se resumen las métricas del último ensayo. Aunque la región de debilitamiento de campo se inicia antes en el FOC-CB que en el FOC-SV, al evaluar el límite de operación en el que se pierde el control de las ruedas traseras, ambos alcanzan un punto de operación similar, con una velocidad del motor ligeramente superior en el caso de la modulación SV. En cuanto a la energía eléctrica consumida por la batería hasta el instante 1,6 segundos – antes de que los FOC pierdan el control – , los resultados indican que el MPC presenta una mayor eficiencia respecto al FOC.

Esquema de control	Límite operación velocidad (km/h)	Energía eléctrica (kJ) 1.6s	THD (%) (1,4-1,6s)	Desviación típica i_{xy} [A]	Frecuencia conm. (kHz)
FOC-CB	97Nm-752rpm	25,115	5.00	0,098	10
FOC-SV	97Nm-757rpm	25,351	5,41	0,106	8,25
FCS MPC	–	25,056	5,33	0,127	9,05
FCS MPC-ta	–	25,064	7,80	0,218	8,26

Tabla 6.3: Resumen resultados evaluando el límite de operación comparando los esquemas de control.

En lo referente a la calidad de las corrientes eléctricas, los FOC con modulación CB y SV muestran una distorsión armónica comparable a la del MPC, mientras que el MPC-ta presenta un valor superior. Un comportamiento similar se observa en las corrientes de los subespacios secundarios. En cuanto a la frecuencia de conmutación, el FOC-SV y el MPC-ta registran valores prácticamente iguales, el MPC presenta un valor ligeramente superior, y el FOC-CB alcanza los 10 kHz. Estos resultados

evidencian que, para frecuencias de conmutación similares, el MPC resulta altamente competitivo, igualando la calidad de corriente del FOC y manteniendo su ventaja dinámica derivada de un mayor aprovechamiento del bus de continua.



(a) FOC-CB. **(b)** FOC-SV. **(c)** FCS MPC. **(d)** FCS MPC-ta.

Figura 6.6: Resultados test evaluación límite operación con diferentes esquemas de control. De arriba a abajo: velocidades del vehículo, velocidad del motor eléctrico, par eléctrico, corrientes de fases, corrientes y tensiones de la batería, corrientes d-q y corrientes x-y.

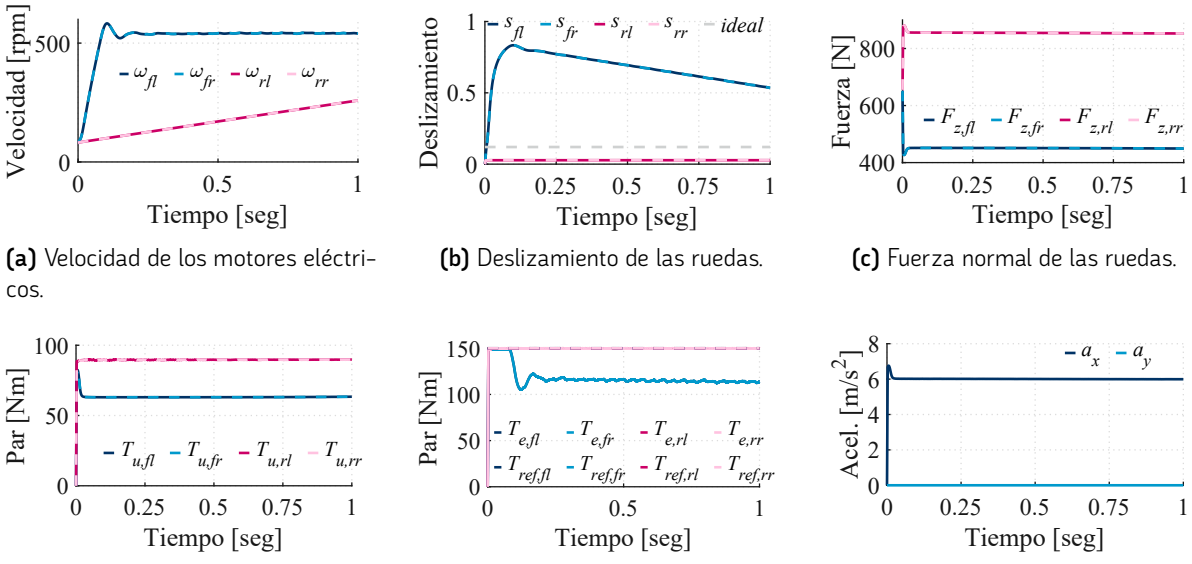
6.1.2 Ensayos del control vehicular

En esta sección se evalúa el desempeño del vehículo frente a la aplicación de las estrategias de control vehicular, analizando el control de tracción y el control de reparto de par en rueda.

6.1.2.1 Evaluación del control de tracción

Para analizar el funcionamiento del sistema de control de tracción (TC, por sus siglas en inglés), se realizan dos simulaciones comparativas: una con el TC activado y otra con el TC desactivado. En ambos casos, se activa el diferencial electrónico, el cual reparte equitativamente el par entre todas las ruedas. Se establece una condición inicial de velocidad de 10 km/h y un estado de carga (SoC) de la batería del 60 %. En lo que respecta a las condiciones de entrada del modelo, se impone una consigna de par eléctrico total elevada, de 600 Nm, manteniéndose el ángulo de dirección en 0°.

En la Figura 6.7 se ilustran los resultados correspondientes al ensayo con el control de tracción desactivado. Observando las fuerzas normales (Figura 6.7c), las ruedas delanteras (curvas azules) presentan significativamente menor carga normal que las traseras, luego, estas cuentan con menor agarre. Debido a eso y al elevado par de tracción, el deslizamiento de las ruedas delanteras (Figura 6.7b) se disparan al igual que también se dispara la velocidad de los motores de las ruedas delanteras. Este comportamiento provoca que, una vez alcanzada la velocidad máxima de los motores delanteros operando a par nominal, el par generado se reduzca por saturación, tal como se observa en la Figura 6.7e.



(a) Velocidad de los motores eléctricos.

(b) Deslizamiento de las ruedas.

(c) Fuerza normal de las ruedas.

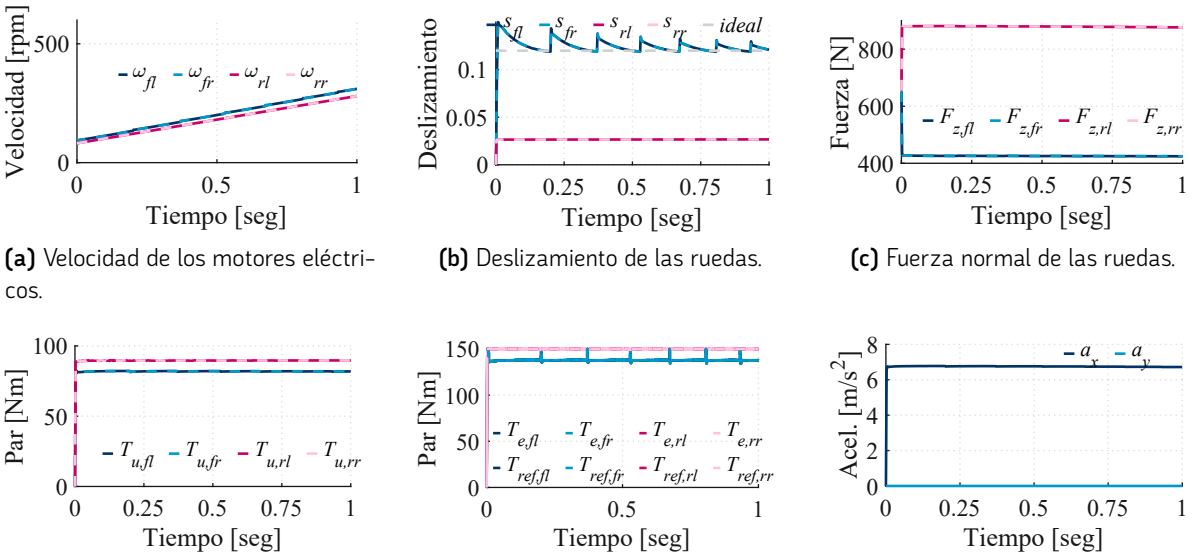
(d) Par de agarre de las ruedas.

(e) Par eléctrico y de referencia.

(f) Aceleraciones cartesianas.

Figura 6.7: Resultados ensayo sin control de tracción.

Por el contrario, en la Figura 6.8 se presentan los resultados con el control de tracción activado. Tal como se aprecia en la Figura 6.8b, el deslizamiento de las ruedas se mantienen en un valor cercano a 0,13. Cuando se supera el umbral de deslizamiento óptimo, el sistema cambia al modo de control de velocidad, regulando el deslizamiento. Una vez estabilizado este por debajo del valor óptimo, se restablece la referencia de par de 150 Nm, como se observa en la Figura 6.8, volviendo a activarse el control de tracción si se supera nuevamente el umbral de deslizamiento. Este comportamiento evidencia la eficacia del controlador para maximizar la tracción y mantener la adherencia dentro de los márgenes deseados.



(a) Velocidad de los motores eléctricos.

(b) Deslizamiento de las ruedas.

(c) Fuerza normal de las ruedas.

(d) Par de agarre de las ruedas.

(e) Par electromagnético.

(f) Aceleraciones cartesianas.

Figura 6.8: Resultados ensayo con control de tracción activado.

Algunas métricas representativas de los ensayos se recogen en la Tabla 6.4. En términos de capacidad de aceleración, se observa que la activación del control de tracción permite alcanzar un incremento de velocidad durante el ensayo superior al obtenido con el sistema desactivado, lo que evidencia una mejor transferencia de potencia al suelo.

Respecto al consumo energético, la energía eléctrica consumida de la batería durante el ensayo con el control de tracción activado es menor en comparación con el escenario sin control. Este menor consumo, junto con una mayor eficiencia en la transmisión de potencia, refleja un uso más eficiente de la energía disponible.

En cuanto a la energía mecánica útil asociada al par efectivo transmitido al suelo, se determina que con el control de tracción activado se aprovechan 10,54 kJ, mientras que con el control desactivado únicamente se alcanzan 8,84 kJ. Esto se traduce en un rendimiento del sistema del 49,5 % con el control de tracción activo, frente al 39,3 % en el caso sin control.

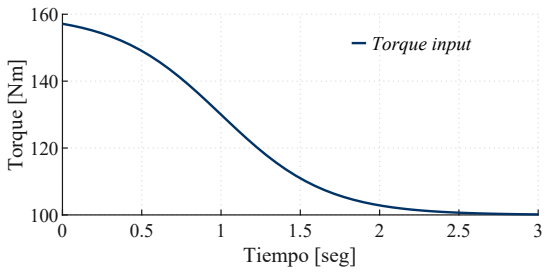
Control de tracción	Incremento velocidad (km/h)	Energía mecánica (kJ)	Energía eléctrica (kJ)	Rendimiento
Desactivado	21,62	8,84	22,46	39,3 %
Activado	24,28	10,54	21,30	49,5 %

Tabla 6.4: Resumen resultados de evaluación del control de tracción.

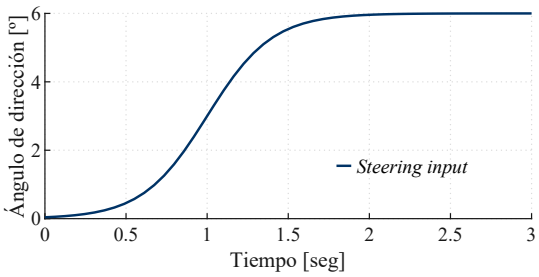
En consecuencia, se concluye que la implementación del control de tracción tiene un impacto significativo tanto en la eficiencia energética como en el desempeño dinámico del vehículo bajo condiciones de baja adherencia. Este sistema no solo mejora el aprovechamiento del par motor, sino que también contribuye a una mayor autonomía operativa.

6.1.2.2 Evaluación del reparto de par en rueda

En este apartado se evalúa el rendimiento del control óptimo de reparto de par en rueda. En estos ensayos se introducen como señal de entrada de ángulo de dirección de las ruedas frontales la señal que se muestra en la Figura 6.9b en la que el ángulo inicial es 0° y este aumenta progresivamente mediante una función sigmoide hasta un ángulo de 6°. Además, la señal de par de entrada se impone inicialmente a 160 Nm y esta disminuye progresivamente hasta 100 Nm conforme se gira el vehículo como se muestra en la Figura 6.9a.



(a) Par eléctrico total.



(b) Ángulo de dirección.

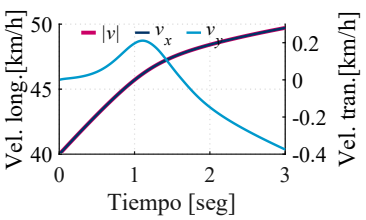
Figura 6.9: Señales de entrada del test.

Con estas señales de entrada al modelo se realizan dos ensayos: un primer ensayo con el reparto de par en rueda basado en un diferencial convencional en el que se reparte el par por igual entre las ruedas tractoras y un segundo ensayo en el que se aplica el método de control *torque vectoring* para repartir el par entre las ruedas.

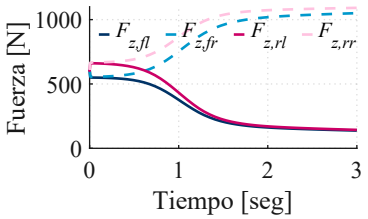
En la Figura 6.10 se presentan los resultados del ensayo realizado con el diferencial electrónico convencional, donde el par total se reparte de forma equitativa entre todas las ruedas. Tal como se muestra en la Figura 6.10c, los pares de tracción generados por cada rueda son aproximadamente iguales a lo largo del ensayo.

Sin embargo, al analizar el deslizamiento longitudinal de las ruedas, se observa que las ruedas del lado izquierdo presentan mayores niveles de deslizamiento. Este comportamiento se explica por la distribución desigual de la carga vertical entre los ejes, como se evidencia en la Figura 6.10b, al estar girando a izquierda, se aprecia que las ruedas izquierdas soportan una menor fuerza normal, lo que se traduce en una menor capacidad de adherencia. Luego, las ruedas de la derecha son las que aportan más fuerza en el eje Y como se observa en la Figura 6.10d. Además, se aprecia que las ruedas delanteras aportan mayor fuerza en Y, lo que introduce un momento de guiñada que favorece el giro.

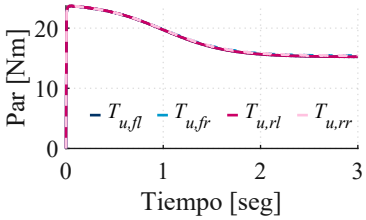
Asimismo, como puede observarse en la Figura 6.10f, a medida que se incrementa el ángulo de dirección, también lo hace la velocidad angular de guiñada del vehículo. Este efecto dinámico, junto con la desigual distribución de cargas, contribuye al aumento de los ángulos de deslizamiento, siendo más pronunciados en las ruedas delanteras. Esto último se justifica, entre otros factores, por la menor fuerza normal que actúa sobre las ruedas delanteras en comparación con las traseras.



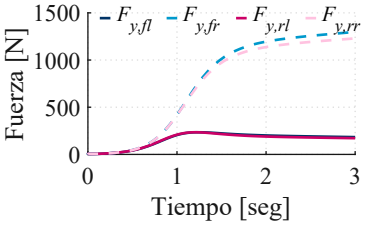
(a) Velocidad en el sistema de referencia *onboard*.



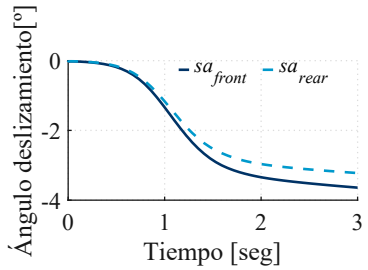
(b) Fuerzas normales de las ruedas.



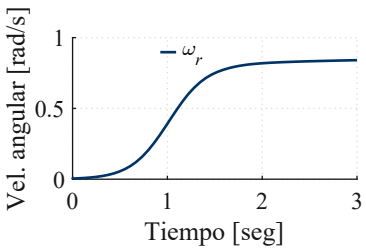
(c) Par de agarre de las ruedas.



(d) Fuerza lateral ruedas.



(e) Ángulo de deslizamiento.



(f) Velocidad angular de guiñada.

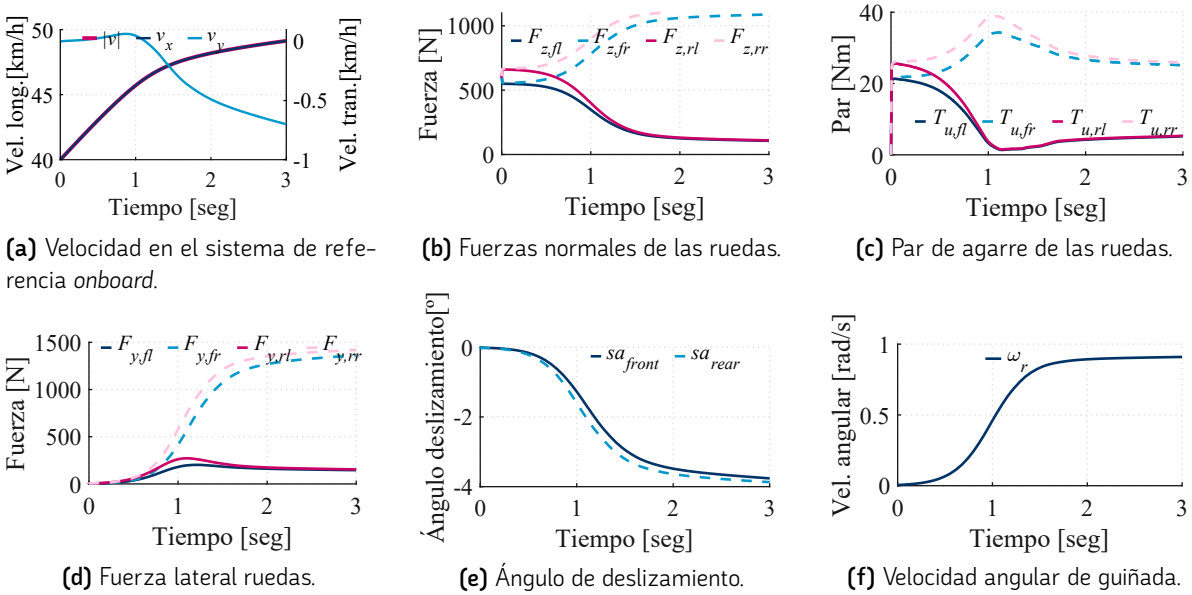
Figura 6.10: Resultados test reparto de par con diferencial electrónico.

Por otra parte, en la Figura 6.11 se presentan los resultados en el que se aplica la estrategia de reparto de par mediante *torque vectoring*. Tal como se muestra en la Figura 6.11c, las ruedas derechas aplican un par considerablemente mayor que las ruedas del lado izquierdo, lo que genera un momento de guiñada adicional que favorece el giro del vehículo. Asimismo, se aprecia que las ruedas traseras desarrollan, en general, mayores pares de tracción que las delanteras. Este fenómeno se debe al incremento de la carga normal sobre el eje trasero durante la aceleración, lo cual permite aplicar un mayor par sin comprometer la adherencia.

En la Figura 6.11f se muestra la evolución de la velocidad angular de guiñada, la cual sigue adecuadamente la referencia calculada mediante la ecuación 3.26. Cabe destacar que esta velocidad angular es superior a la obtenida en el caso sin *torque vectoring*, como resultado directo del momento de guiñada introducido.

En relación con los ángulos de deslizamiento mostrados en la Figura 6.11e, se observa que las ruedas traseras presentan un ángulo de deslizamiento ligeramente superior en módulo al de las ruedas delanteras, lo cual es coherente con el incremento del momento de guiñada y la redistribución de esfuerzos longitudinales y laterales.

Como consecuencia, las fuerzas laterales (F_y) generadas en las ruedas traseras son mayores que las de las delanteras, tal como se muestra en la Figura 6.11d. Este desequilibrio introduce un momento de guiñada contrario al sentido de giro deseado, que, si bien es compensado en gran medida por el reparto de par, representa una limitación dinámica que debe ser tenida en cuenta al diseñar la lógica de control para maximizar la estabilidad, maniobrabilidad y eficiencia del vehículo.



(a) Velocidad en el sistema de referencia *onboard*.

(b) Fuerzas normales de las ruedas.

(c) Par de agarre de las ruedas.

(d) Fuerza lateral ruedas.

(e) Ángulo de deslizamiento.

(f) Velocidad angular de guiñada.

Figura 6.11: Resultados test reparto de par con *Torque Vectoring*.

Para visualizar la efectividad de los distintos métodos de reparto de par en rueda, en la Figura 6.12 se representa la trayectoria descrita en el plano del suelo (X-Y) de ambos ensayos. Se evidencia así la superioridad de la estrategia de *Torque Vectoring*, que permite describir una curva más cerrada bajo las mismas condiciones de par total aplicado, mejorando la capacidad de maniobra del vehículo.

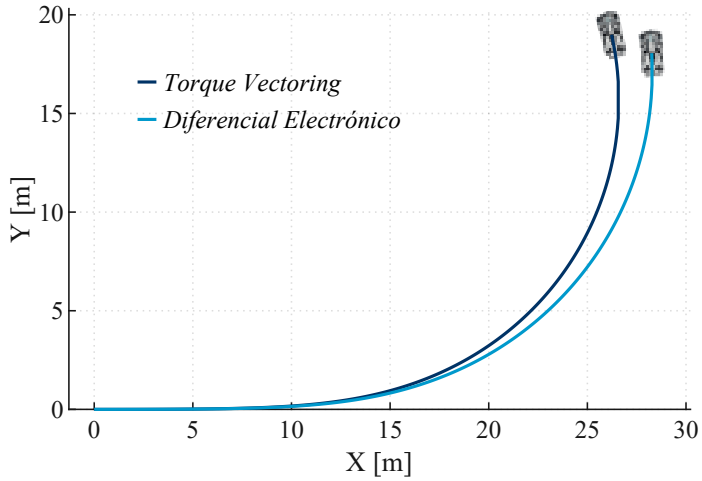


Figura 6.12: Trayectoria comparativa de ambos tests.

En la Tabla 6.5 se resumen algunas de las métricas comparativas más relevantes. Con el diferencial electrónico se logra mayor incremento de velocidad del vehículo durante el ensayo, pero aún así, con el *torque vectoring* se alcanza una posición más adelantada al recorrer menos distancia. Asimismo, se registra un mayor incremento del ángulo de orientación del vehículo con *torque vectoring* (103,48° frente a 93,76°), lo que se traduce en una mayor capacidad de giro. Finalmente, en términos de eficiencia energética, se observa un consumo ligeramente inferior de energía eléctrica de la batería con la estrategia de *torque vectoring*, lo que confirma su mejor desempeño global.

Reparto de par	Increm. velocidad (km/h)	Increm. orientación (°)	Energía eléctrica (kJ)
Diferencial electrónico	9,71	93,76	13,97
Torque Vectoring	9,14	103,48	13,94

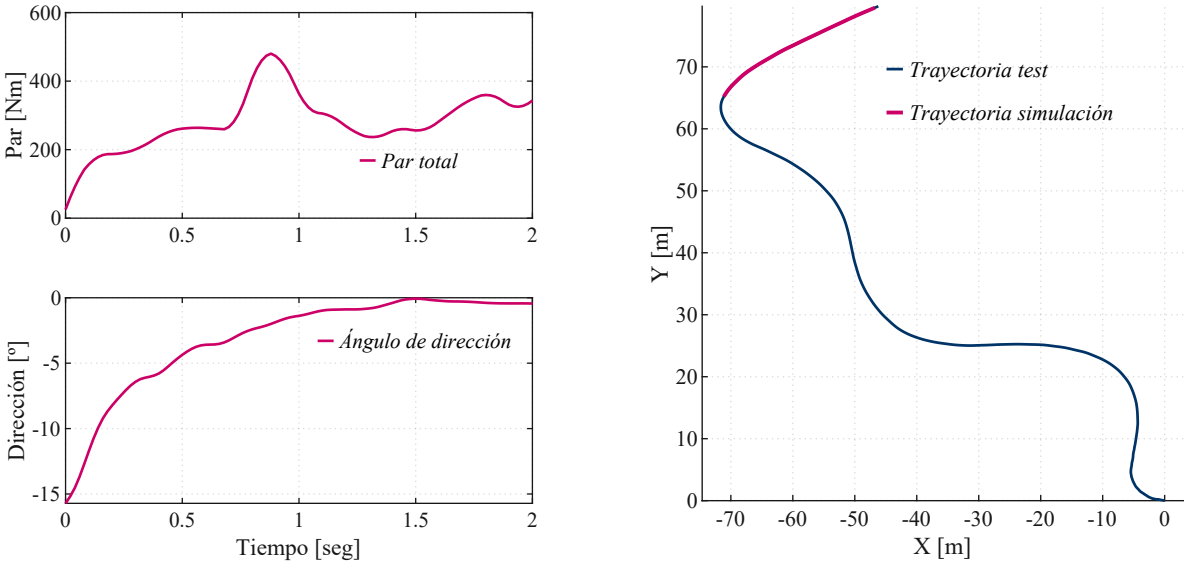
Tabla 6.5: Resumen métricas resultados del *Torque Vectoring*.

6.1.3 Ensayos basados en datos reales

En este apartado se presentan ensayos en los que se le introducen señales de entradas basadas en datos reales obtenidos de un test del MA24RT en el circuito provisional montado en Calle Arquitecto Francisco Peñalosa, Campanillas, 29010 Málaga.

A partir del conjunto de datos medidos del test, como la aceleración, velocidades y posiciones cartesianas, se procesan los datos para obtener el ángulo de dirección durante el test y el par total de arrastre del vehículo a partir del cual se extrae el par necesario en el caso del vehículo eléctrico del simulador considerando su relación de transmisión. Con estas señales procesadas, se extraen las señales de par total y ángulo de dirección que sirven de entradas al simulador para un fragmento del

test, véase Figura 6.13. En este caso, el escenario ensayado se trata de la salida de curva, en la que se evalúan los diferentes esquemas de control.



(a) Señales de entrada.

(b) Trayectoria real.

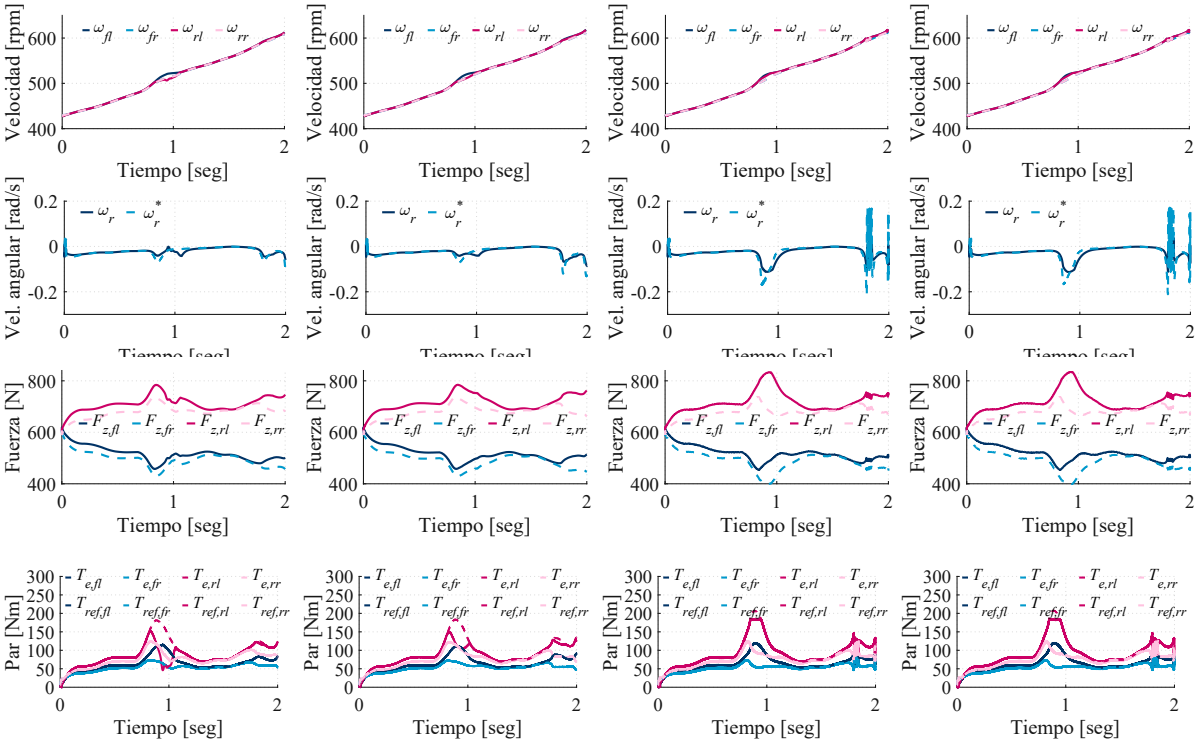
Figura 6.13: Señales de entrada ensayo de salida de curva.

Este ensayo se lanza para los diferentes esquemas de control de la máquina eléctrica con una frecuencia de control de 10kHz para el FOC, 60kHz de control para el MPC y 30kHz para el MPC-ta. En la Figura 6.14 se muestran algunos de los resultados de las variables mecánicas donde se observa que con el FOC, la rueda trasera derecha pierde el control de par al alcanzar un punto de operación elevado mientras que el MPC si consigue seguir esta referencia hasta un punto en el que satura al alcanzar el límite de corriente nominal de la máquina.

Cuando el par de la rueda trasera pierde el control en el caso del FOC o satura en el caso del MPC, como se puede ver la carga normal de las ruedas delanteras aumenta mientras la de las ruedas traseras disminuye. Al mismo tiempo, cuanto esto ocurre, la referencia de velocidad angular de guiñada no se puede seguir debido a la perdida de par en una rueda. Esta situación provoca que el control de reparto de par aumente la referencia de par de la rueda delantera izquierda más que ninguna al darse la transferencia de carga al tren delantero además de tratar de generar el momento de guiñada que permita seguir la referencia. En este momento también se observa que las ruedas delanteras aumentan su velocidad más que las ruedas traseras.

Comparando la velocidad que alcanza el vehículo durante el ensayo, en la Figura 6.15 se muestra como antes de perder el control del par de una rueda, con el FOC-Sv se alcanzaba una mayor velocidad siendo el FOC-CB el que menor velocidad desarrolla – véase primer detalle de la imagen superior –, mientras que al final del ensayo son ambos MPC los que logran mayor velocidad del

vehículo. En cuanto al par eléctrico de la rueda trasera derecha (segunda gráfica) se observa como los FOC pierden fuerza mientras que los MPC alcanzan mayor par hasta que satura en corriente. Esto se ve reflejado en la aceleración del vehículo observándose como el FOC-CB es el que mayor aceleración pierde, y el FOC-SV el siguiente que pierde aceleración con respecto a los MPC. Otro punto a destacar en el detalle de la gráfica de par es que ambos FOC presentan un seguimiento suave y preciso del par, mientras que el MPC-ta presenta cierto rizado en el seguimiento siendo el MPC el que presenta mayor rizado de par.



(a) FOC-CB. **(b)** FOC-SV. **(c)** FCS MPC. **(d)** FCS MPC-ta.

Figura 6.14: Resultados variables mecánicas del test basado en datos reales evaluando diferentes esquemas de control. De arriba a abajo: velocidades de los motores eléctrico, ángulos de deslizamientos, velocidad angular de guiñada, fuerzas normales sobre cada rueda y par eléctrico.

En lo que respecta a la fuerza lateral de agarre que posibilita el giro del vehículo, los MPC alcanzan un mayor valor gracias a un reparto de par más eficiente, derivado de su mayor robustez en el seguimiento de la referencia de par. En el caso de los FOC, la pérdida de par en una rueda provoca una mayor transferencia de carga hacia el tren delantero, lo que desestabiliza el control activo y reduce el agarre lateral.

Por último, en cuanto a la velocidad angular de guiñada del vehículo, antes de la perdida de par de la rueda trasera izquierda, todos los esquemas logran seguir la referencia, aunque con un ligero retardo debido a la alta inercia mecánica del conjunto del vehículo en el eje Z. También se observa el

error del seguimiento cuando se pierde el par de una rueda con el FOC y en el MPC al solicitar un momento de guiñada demasiado elevado que compromete el máximo par alcanzable de uno de los motores saturando en corriente, de forma que se pierde momentáneamente la referencia de *yaw* (curva punteada).

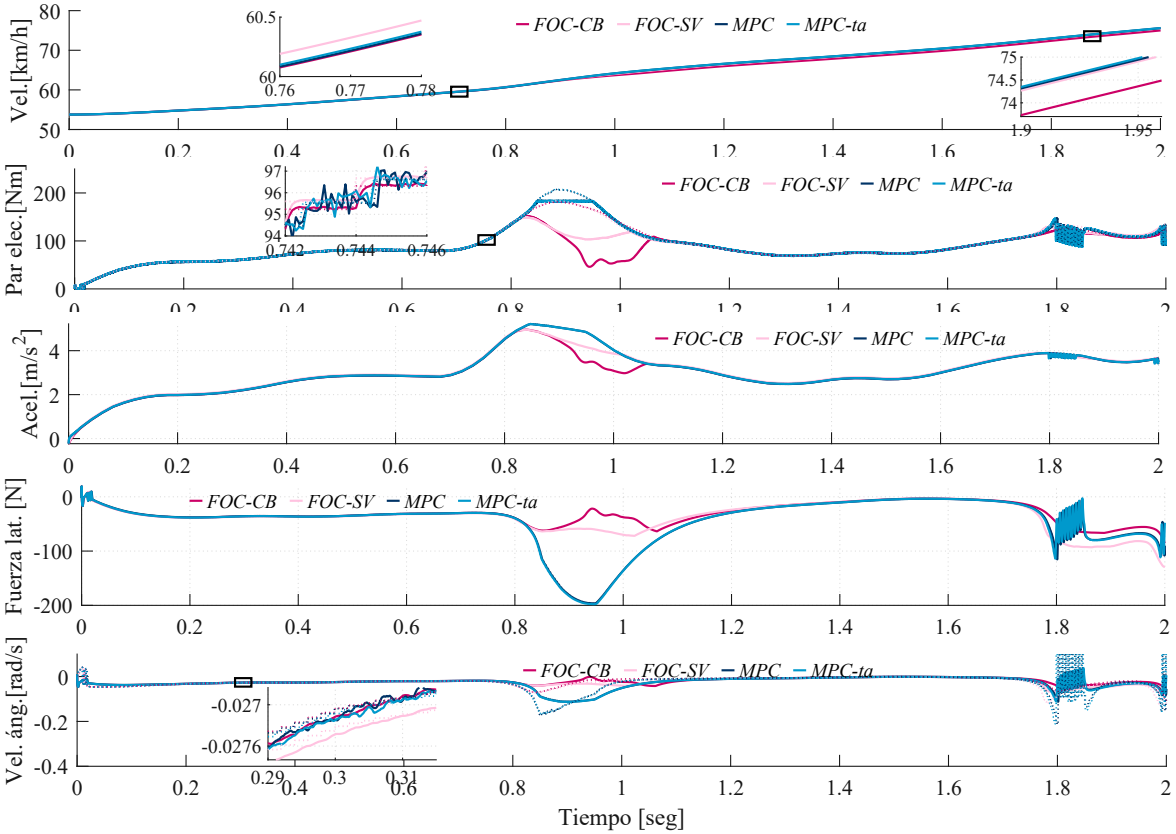


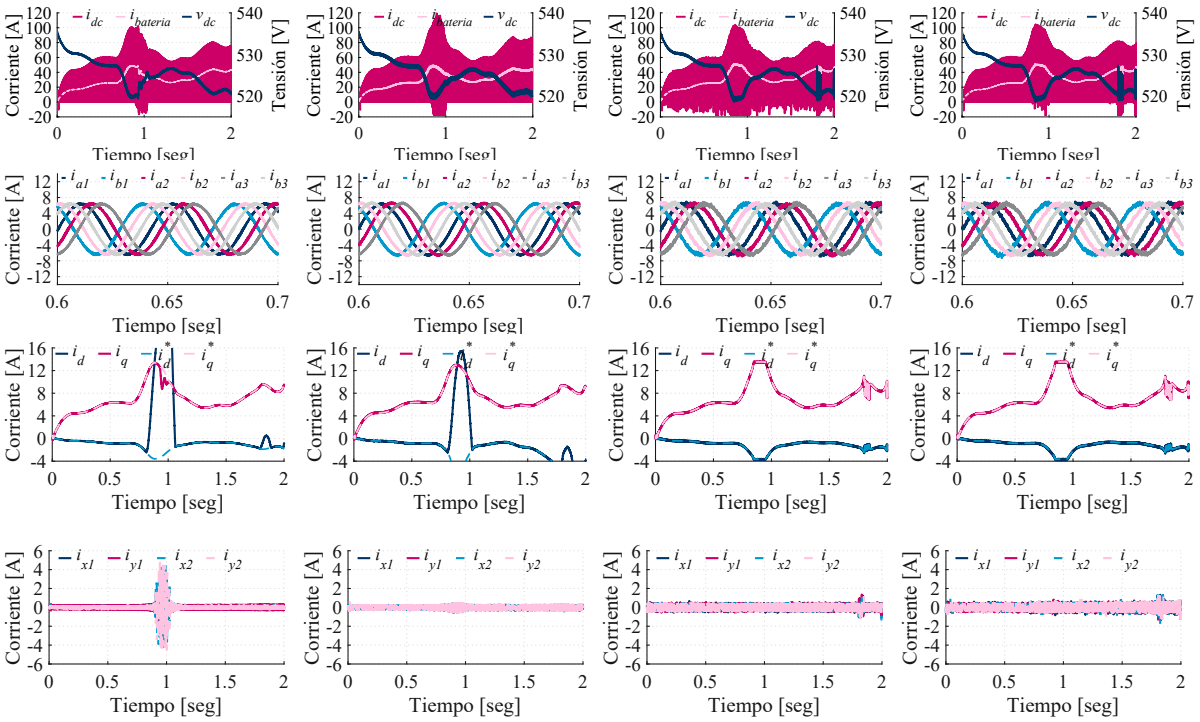
Figura 6.15: Resultados comparativo de las variables mecánicas con diferentes esquemas de control. De arriba abajo: Velocidad longitudinal del vehículo, par eléctrico del motor de la rueda trasera izquierda (referencias de par en línea punteada), aceleración del vehículo, fuerza de agarre lateral de la rueda trasera izquierda y velocidad angular de guiñada (referencia de *yaw* en línea punteada).

A continuación, en la Figura 6.16 se evalúan las variables eléctricas de los diferentes esquemas de control. En lo que respecta a las corrientes y tensiones de la batería, todos muestran un rizado reducido, siendo el FOC-CB el que presenta el menor, probablemente debido a que su frecuencia de conmutación es ligeramente mayor.

En el seguimiento de las corrientes de referencia del subespacio principal se obtiene un seguimiento bastante preciso en todos los casos ante condiciones de operación normales. Además, se evidencia la perdida del control de ambos FOC. En el FOC-CB se observa como se pierde el seguimiento de la corriente i_d^* y seguidamente se pierde también el seguimiento de i_q^*. Por la parte del FOC-SV, este pierde el seguimiento de la corriente i_d^*, pero recupera el control antes de descontrolarse i_q^*. En

contraste, por parte de ambos MPC, no se pierde en ningún momento el seguimiento de las corrientes principales evidenciando como la referencia de corrientes se ha saturado a su corriente máxima.

Finalmente, en cuanto a las corrientes de los subespacios secundarios, ambos FOC son los que presentan menor rizado observándose como en el caso de CB esta aumenta repentinamente cuando pierde el control del subespacio principal. Por la parte del MPC, este presenta un rizado ligeramente superior y el MPC-ta en este caso también tiene ligeramente mayor rizado.



(a) FOC-CB. **(b)** FOC-SV. **(c)** FCS MPC. **(d)** FCS MPC-ta.

Figura 6.16: Resultados de las variables eléctricas del test basado en datos reales evaluando diferentes esquemas de control. De arriba a abajo: corriente y tensión de la batería, corrientes de fases, corrientes y tensiones de la batería, corrientes d-q y corrientes x-y.

A partir de los resultados obtenidos con el MPC, se realiza un nuevo ensayo utilizando las mismas señales de entrada de los ensayos anteriores, pero con el control de reparto de par mediante *torque vectoring* desactivado. El objetivo es evaluar la manejabilidad del vehículo ante entradas basadas en datos reales. En la Figura 6.17 se presenta una comparativa de la trayectoria del vehículo con y sin control de *torque vectoring*. Los resultados evidencian que un reparto óptimo de par mediante esta técnica permite un mayor ángulo de giro efectivo para la misma consigna de dirección y par total, además de ofrecer una mejora en la capacidad de agarre, lo que se traduce en una posición final ligeramente más adelantada al final del ensayo.

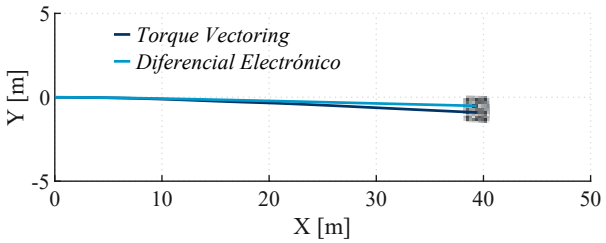


Figura 6.17: Comparativa método de reparto de par en rueda.

6.2 Sistema experimental

En este apartado se describe la bancada experimentar donde se desarrollan los ensayos experimentales y se presentan los resultados obtenidos a partir de la implementación de los diferentes esquemas de control del accionamiento eléctrico. La comparativa incluye los métodos FOC-CB, MPC y MPC-ta, aplicados a un perfil dinámico de par extraído de la simulación del vehículo eléctrico basada en datos reales.

6.2.1 Descripción de la bancada

Por razones técnicas ajenas a este trabajo, no ha sido posible realizar los ensayos en la bancada nonafásica prevista inicialmente. En su lugar, se ha empleado una bancada hexafásica (véase Figura 6.18), en la cual el par de carga es impuesto por una máquina de corriente continua, que actúa de forma no controlada y depende directamente de la velocidad de giro.

La bancada está compuesta por una máquina síncrona de imanes permanentes hexafásica asimétrica, acoplada mecánicamente a una máquina de corriente continua. Esta última se alimenta mediante una fuente de corriente continua en el bobinado inductor, y en el inducido se conectan resistencias eléctricas para disipar la energía generada.

El control de la máquina hexafásica se realiza mediante dos convertidores trifásicos de SEMIKRON (modelo SKS-22F B6U+E1CIF+B6CI13 V12), alimentados por un bus de continua que se genera mediante un rectificador trifásico de onda completa. Las señales de disparo del convertidor están gobernada por un módulo de control basado en un procesador de señales digitales (DSP) TMS320F28335 de Texas Instruments. La medición de las corrientes de fase se realiza mediante sondas de efecto Hall, mientras que la velocidad se obtiene a través de un encoder incremental, ambas señales se realimentan al algoritmo de control.



Figura 6.18: Sistema experimental hexafásico del Laboratorio 3507-LII. Fuente: Elaboración propia.

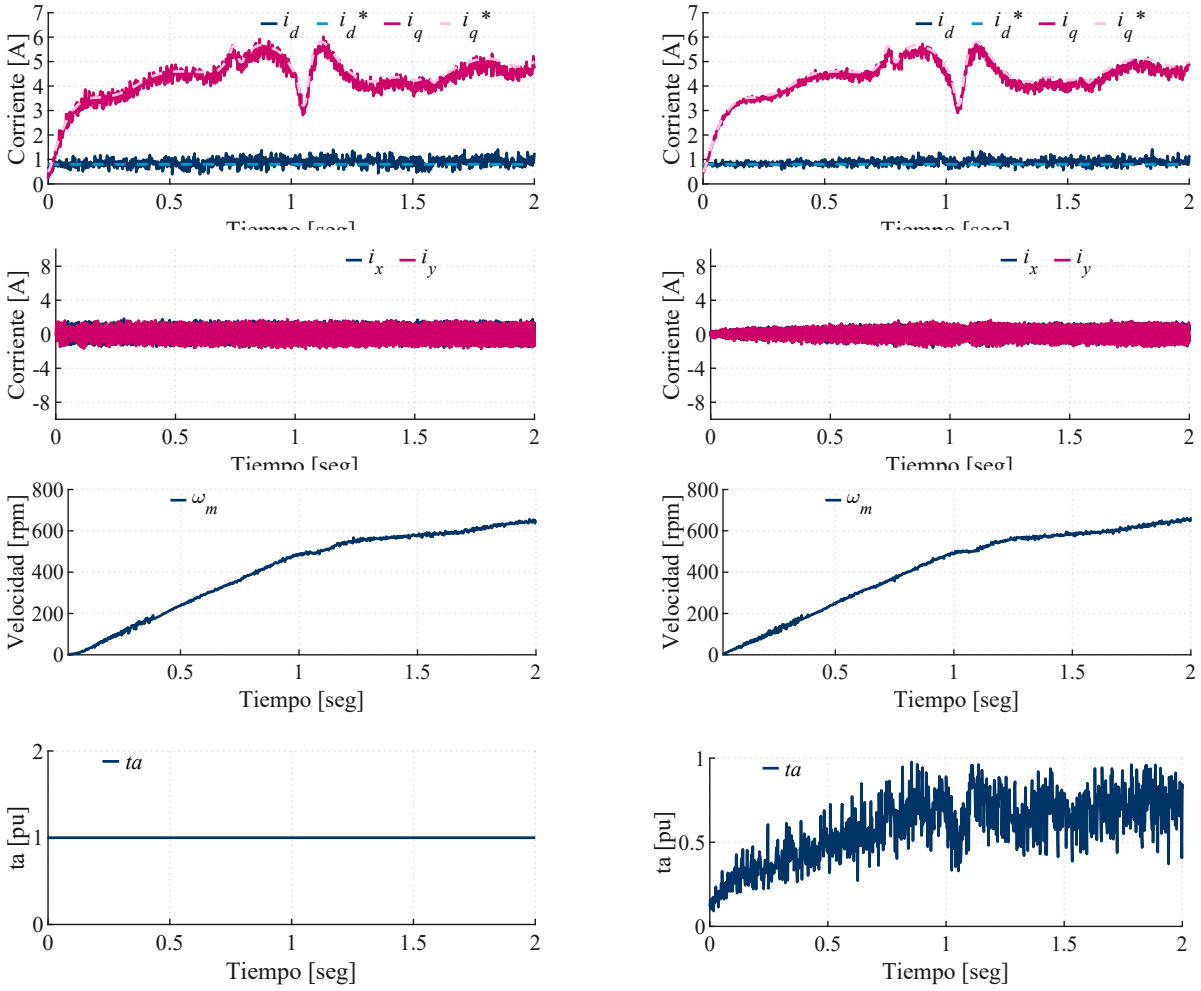
6.2.2 Resultados experimentales

En este apartado se presentan los resultados experimentales obtenidos en el sistema descrito previamente. Dado que no es posible controlar el par de carga – siendo este proporcional a la velocidad de giro – , se asume que la máquina de corriente continua emula el par resistente de una rueda del vehículo, cuyo valor está relacionada con la velocidad, aunque no de forma lineal. En estos ensayos se controla directamente el par electromagnético al igual que en el simulador, imponiendo como consigna el perfil de par de referencia correspondiente a la rueda trasera izquierda (rl) extraído de la simulación previa con el esquema MPC basado en datos reales (resultados de simulación de la Figura 6.16).

En primer lugar, se ensayan los métodos MPC y MPC-ta a una frecuencia de control de 10 kHz. Los resultados, presentados en la Figura 6.19, muestran un buen seguimiento de las corrientes d-q en ambos casos, observándose una notable reducción del rizado de corriente en el caso del MPC-ta, gracias a la modulación radial aplicada. No obstante, se puede observar un ligero *offset* en el seguimiento de estas corrientes a alta velocidad y par, mientras que para bajo punto de operación el seguimiento es más preciso. Esta desviación puede suceder principalmente a que se consideran parámetros de la máquina constantes en todo el rango de operación. Sin embargo, en la práctica, los parámetros de la máquina pueden presentar variaciones con el punto de operación [104, 105] y por tanto en este caso, el seguimiento es mejor en el punto de operación para el que se estimaron los parámetros.

En los subespacios secundarios x-y, las corrientes resultan también menores con MPC-ta, eviden-

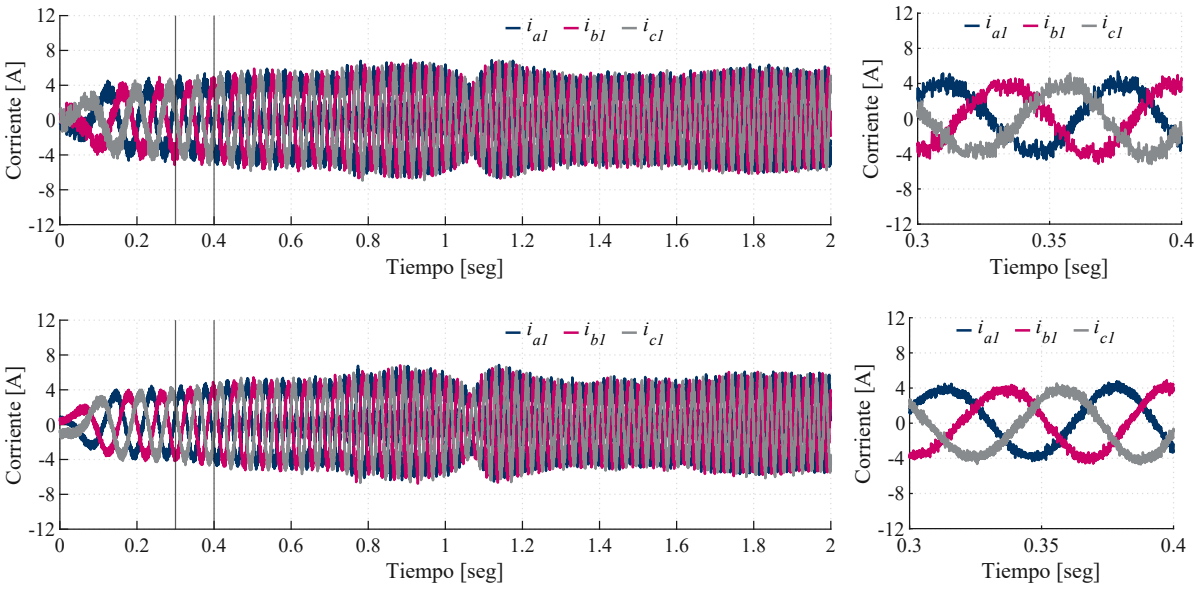
ciando una mejor adaptación al punto de operación. El tiempo de aplicación t_a se ajusta dinámicamente en cada periodo de control, asemejándose al perfil de la corriente i_q demandada. No obstante, esta señal presenta cierto ruido adaptado al requerimiento de tensión en cada instante de control.



(a) MPC. **(b)** MPC-ta.

Figura 6.19: Resultados dinámicos perfil de par a 10 kHz.

Las corrientes de fase del primer devanado trifásico se representan en la Figura 6.20. Aquí se muestran de forma visual la mejora en la calidad de señal con el esquema MPC-ta. En la Tabla 6.6 se recoge la métrica de distorsión armónica total (THD), calculada en el intervalo de tiempo [0.5, 0.75] s, donde se constata una reducción del 33,2 % del MPC-ta con respecto al MPC. Asimismo, se incluye la media de la desviación típica de las corrientes i_x,i_y del ensayo completo, observándose una reducción del 26,9 % de la proyección en el subespacio secundario al aplicar modulación radial. En contrapartida a esta mejora en la calidad de control, la frecuencia de conmutación ha aumentado de 2,75 kHz a 4,89 kHz.



(a) Ensayo completo. **(b)** Detalle 0,3-0,4 seg.

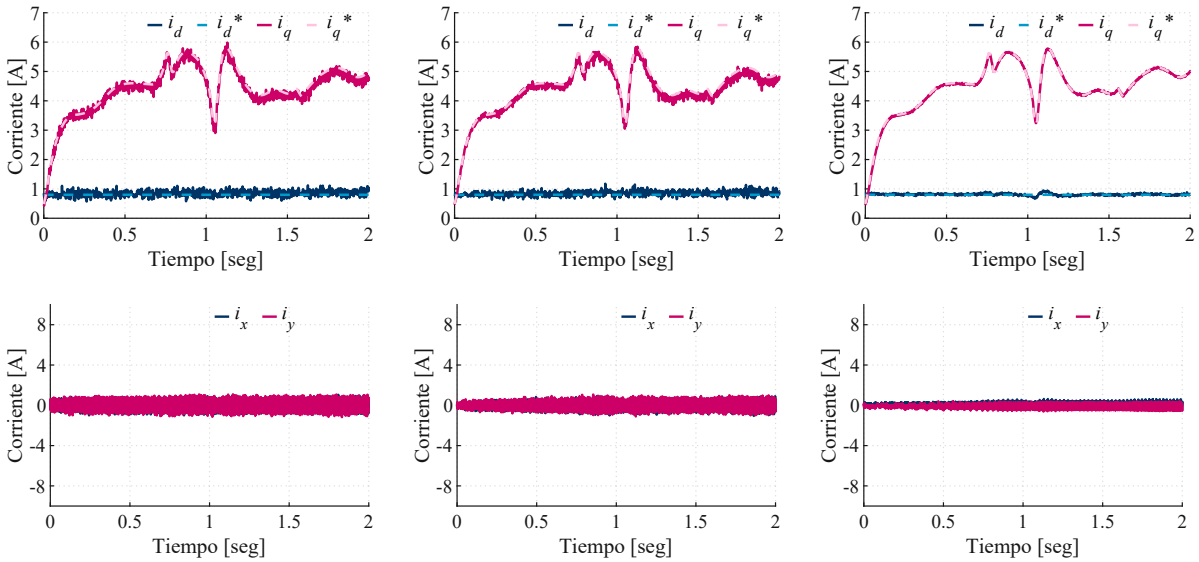
Figura 6.20: Resultados corrientes de fase del primer devanado trifásico con los diferentes esquemas de control ensayados a 10 kHz. De arriba a abajo: MPC y MPC-ta.

Métodos	THD [%]	Desviación típica i_{xy} [A]	Frecuencia conmutación [kHz]
MPC	15,222	0,494	2,75
MPC-ta	10,166	0,361	4,89

Tabla 6.6: Resumen métricas primer test.

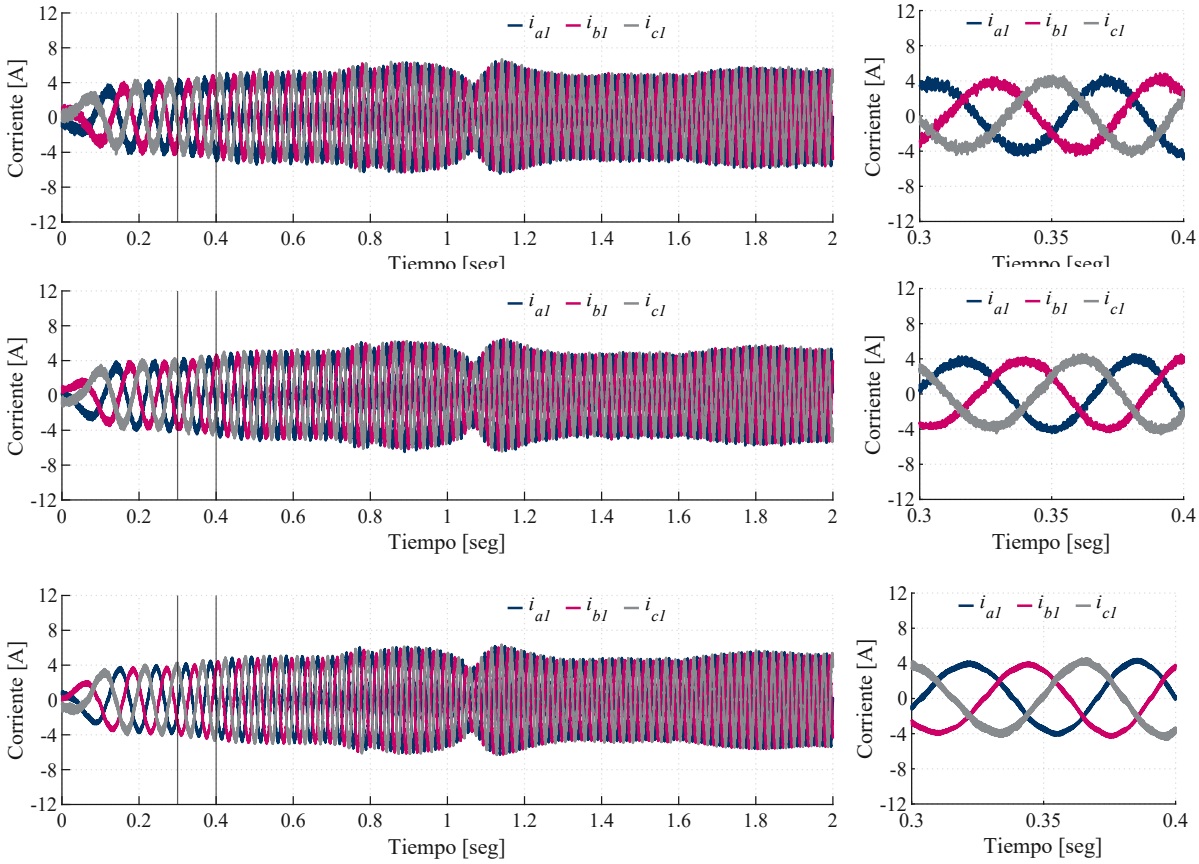
En un segundo escenario se comparan los esquemas MPC y MPC-ta a 20 kHz con el FOC a 10 kHz, con el objetivo de establecer una comparación más justa respecto a la frecuencia de conmutación. Tal como se observa en la Figura 6.21, todos los métodos siguen correctamente las corrientes d-q. No obstante, el MPC convencional muestra un mayor rizado, mientras que el FOC es el que presenta menor rizado en el seguimiento de las corrientes, debido entre otras cosas, a su mayor frecuencia de conmutación y a la parte integradora del controlador. Del mismo modo, en el subespacio secundario se observa que el MPC presenta mayor amplitud con variación relativamente constante, mientras que el MPC-ta presenta menor amplitud y adaptada al punto de operación. Finalmente, el FOC es el que presenta menor amplitud en el seguimiento de las corrientes i_x, i_y.

La Figura 6.22 muestra las corrientes de fase del primer devanado trifásico. El MPC es el que mayor ruido presenta en las corrientes de fases con pero calidad de señal. El MPC-ta mejora en cuanto a calidad de señal de las corrientes de fases y el FOC es el que mejor calidad de señal ofrece gracias a su mayor frecuencia de conmutación.



(a) MPC a 20 kHz. **(b)** MPC-ta a 20 kHz. **(c)** FOC a 10 kHz.

Figura 6.21: Resultados dinámicos perfil de par.



(a) Ensayo completo. **(b)** Detalle 0,7-0,8 seg.

Figura 6.22: Resultados corrientes de fase del primer devanado trifásico con los diferentes esquemas de control ensayados. De arriba a abajo: MPC, MPC-ta y FOC.

La Tabla 6.7 recoje las métricas extraídas del segundo conjunto de ensayos experimentales. El esquema FOC-CB destaca por ofrecer la menor tasa de distorsión armónica (THD), con un valor de 5,48 %, evidenciando una mayor calidad de corriente respecto al MPC convencional (9,12 %) y al MPC-ta (7,41 %). Asimismo, en lo referente a la desviación típica de las corrientes en los subespacios secundarios (i_x, i_y), el FOC-CB ofrece mejor rendimiento que los otros dos esquemas, con menor proyección en dichos subespacios.

En cuanto a los esquemas de control predictivo, el MPC-ta mejora las métricas de calidad de corriente respecto al MPC convencional. Esta mejora se atribuye a la incorporación de la modulación radial, la cual permite adaptar de forma más eficaz los vectores promediados aplicados en cada periodo de control a las exigencias de tensión instantáneas. Como resultado, se obtiene una respuesta más precisa y robusta, mejor adaptada al punto de operación, reduciendo la proyección de corrientes en los subespacios secundarios sin comprometer la capacidad dinámica del control.

Además, cabe destacar que el esquema MPC convencional presenta la menor frecuencia de conmutación en los ensayos realizados, con un valor de 4,02 kHz, lo que se traduce en menores pérdidas por conmutación. Por su parte, el FOC-CB alcanza una frecuencia de conmutación de 10 kHz, más del doble que la del MPC, debido a su etapa de modulación portadora implícita, lo que incrementa significativamente las pérdidas asociadas. En cuanto al MPC-ta, este muestra una frecuencia de conmutación intermedia, de 6,28 kHz, ligeramente superior a la del MPC. Este incremento se debe a la conmutación del vector nulo junto con el vector activo en cada periodo de control. No obstante, el MPC-ta sigue conmutando prácticamente la mitad que el FOC, lo que representa un compromiso favorable entre eficiencia y calidad de señal.

Métodos	THD [%]	Desviación típica i_{xy} [A]	Frecuencia conmutación [kHz]
MPC	9,118	0,268	4,021
MPC-ta	7,411	0,210	6,285
FOC-CB	5,488	0,123	10

Tabla 6.7: Resumen métricas segundo test.

El esquema MPC-ta propuesto combina las ventajas inherentes al control predictivo, como el elevado aprovechamiento del bus de continua y su excelente capacidad dinámica, con una mejora significativa en la calidad de corriente gracias a la modulación radial. Esta mejora permite que su rendimiento se aproxime al FOC, pero sin necesidad de operar a frecuencias de conmutación elevadas. En consecuencia, el MPC-ta se presenta como una solución altamente eficiente y equilibrada para aplicaciones con punto de operación es variable, como ocurre en los vehículos eléctricos de competición.

6.3 Discusión de los resultados

A partir de los resultados obtenidos y del análisis realizado en los diferentes ensayos, se puede ofrecer una visión global de las prestaciones de cada esquema de control. Todos ellos presentan un buen rendimiento, pero cada uno posee particularidades que influyen en el comportamiento global del vehículo.

En primer lugar, desde el punto de vista de la dinámica vehicular, se ha demostrado que el control de tracción y el reparto de par mediante *torque vectoring* son elementos clave para optimizar las prestaciones del vehículo, maximizando la aceleración y mejorando tanto la estabilidad como la eficiencia.

En segundo lugar, la evaluación comparativa de los esquemas de control no permite identificar uno que sea el óptimo en todas las circunstancias. Cada estrategia presenta ventajas e inconvenientes que la hace más o menos adecuada según la aplicación.

Respecto al seguimiento del par de referencia, todos los controles muestran una regulación precisa, si bien el MPC presenta un rizado de par mayor que el resto. El MPC-ta, aunque con más rizado que los FOC, logra reducirlo de forma significativa gracias a la modulación radial de las acciones de control evaluadas en el control predictivo. En términos de capacidad dinámica – la rapidez para ajustar el par ante variaciones bruscas – , ambos MPC destacan gracias al uso de vectores largos con elevados niveles de tensión, lo que permite una respuesta rápida, aunque los FOC también muestran un tiempo de reacción reducido en estos escenarios.

Este comportamiento está directamente relacionado con el aprovechamiento el bus de continua. En este sentido el MPC es el que mejor aprovecha la tensión de la batería, alcanzando una tensión máxima de fase de $\frac{2v_{dc}}{3}$ con el empleo de los vectores largos de tensión. Por su parte, el FOC-CB es el que menos aprovecha el bus de continua con una tensión máxima de la mitad de la tensión de la batería (sin usar técnicas adicionales de sobremodulación), mientras que el FOC-SV con su técnica de modulación le permite aprovechar más la tensión de la batería con $\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$. Un mayor aprovechamiento del bus de continua puede repercutir en la reducción de la tensión nominal del paquete de baterías, disminuyendo peso y volumen, lo que impacta tanto en el coste como en la seguridad del vehículo.

En cuanto al límite operativo, el MPC, al disponer de mayor margen de tensión, permite mantener par elevado a mayores velocidades, alcanzando puntos de operación más exigentes. Los FOC, en cambio, pierden el control antes, ya que a altas velocidades la tensión inducida por los imanes permanentes puede superar la tensión máxima disponible, impidiendo regular las corrientes de referencia. Esta capacidad extra del MPC se traduce en mayor robustez en el control de la velocidad angular de guiñada, asegurando que, cuando el *torque vectoring* demanda más par a una rueda, esta pueda generarlo. En los FOC, la pérdida prematura de par conlleva la pérdida de control de guiñada, comprometiendo la

dinámica en curvas.

En lo referente a la calidad de las corrientes, la frecuencia de conmutación es un factor clave. Con frecuencia de control constante, los FOC ofrecen mejor calidad de corrientes y menor rizado, destacando el FOC-SV. Entre los MPC, estos presentan una frecuencia de conmutación muy reducida, siendo la variante MPC-ta la que consigue una reducción significativa del rizado respecto al MPC convencional.

Sin embargo, cuando se ajusta la frecuencia de control para igualar la frecuencia de conmutación entre estrategias, el MPC logra una calidad de corriente muy similar a la de los FOC, manteniendo su ventaja de mayor aprovechamiento del bus de continua. Por ello, en aplicaciones con capacidad computacional suficiente para ejecutar el MPC a alta frecuencia de control, este resulta una alternativa competitiva. En la Tabla 6.8 se encuentra resumida las características principales de las diferentes estrategias evaluadas en este trabajo.

Característica	FOC-CB	FOC-SV	FCS MPC	FCS MPC-ta
Seguimiento de par	Preciso ✓	Preciso ✓	Preciso con rizado ×	Preciso con ligero rizado ∽
Límite operativo	Muy limitado ×	Limitado ×	Elevado ✓	Elevado ✓
Capacidad dinámica	Buena ✓	Buena ✓	Excelente ✓	Excelente ✓
Aprovechamiento del DC bus	Baja ($\frac{v_{dc}}{2}$) ×	Medio ($\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$) ∽	Alto ($\frac{2v_{dc}}{3}$) ✓	Alto ($\frac{2v_{dc}}{3}$) ✓
Control de subespacio principal	Preciso ✓	Preciso ✓	Preciso ✓	Preciso ✓
Control de subespacio secundario	Preciso ✓	Preciso ✓	Buena ✓	Buena ✓
Calidad de corriente de fases	Excelente ✓	Excelente ✓	Buena ✓	Buena ✓
Frecuencia de conmutación	Muy elevada ×	Elevada ∽	Muy baja ✓✓	Baja ✓
Coste computacional	Muy Bajo ✓	Bajo ✓	Medio ∽	Medio ∽

Tabla 6.8: Resumen caracterización de los esquemas de control estudiados.

Capítulo 7

Conclusiones y líneas futuras

7.1 Conclusiones

En el presente Trabajo Fin de Máster se han alcanzado satisfactoriamente los objetivos planteados, realizando la caracterización de diferentes esquemas de control avanzados aplicados a un vehículo eléctrico de competición con una arquitectura de tracción sofisticada con cuatro motores en rueda.

En primer lugar, se ha desarrollado un modelo dinámico integral del vehículo, implementado en *MATLAB/Simulink*, que incluye la interacción neumático-calzada mediante modelos no lineales, la transferencia de carga longitudinal y lateral, y el modelado completo del tren de tracción. Este último incorpora las inercias y amortiguamiento de cada elemento rotativo, así como la conversión electromecánica de una máquina síncrona de imanes permanentes nonafásica. El sistema eléctrico se ha modelado en toda su extensión, contemplando la batería, el convertidor, el motor y la unidad de control, lo que ha permitido integrar estrategias de control tanto de la dinámica vehicular como del accionamiento eléctrico.

En el ámbito del control de la dinámica vehicular, se han implementado estrategias de control de tracción y de reparto activo de par novedosas que son posibles gracias a las nuevas topologías de los trenes de tracción (*torque vectoring*), lo que ha permitido evaluar su impacto en la estabilidad y tracción en condiciones de alta exigencia. En el ámbito del control de la máquina eléctrica, se han desarrollado e implementado técnicas avanzadas como el FOC (*Field Oriented Control*), el MPC (*Model Predictive Control*) y una propuesta propia de MPC con modulación radial (MPC-ta) que mejora la calidad de señal y la capacidad de operación en un rango más amplio de condiciones.

Asimismo, se ha implementado la generación óptima de corrientes de referencia mediante el método MTPA (*Maximum Torque Per Ampere*) con extensión a la región de *Field Weakening*, maximizando así el rendimiento y ampliando el rango de velocidad operativa.

Del análisis comparativo de los esquemas de control se concluye que la principal limitación del FOC reside en su reducido aprovechamiento del bus de continua, lo que restringe el rango operativo e impide alcanzar condiciones extremas de alta velocidad y par. No obstante, esta estrategia presenta un excelente seguimiento de referencias, con un rizado de par prácticamente nulo, a costa de requerir elevadas frecuencias de conmutación. Cabe destacar que aplicando la modulación por vectores espaciales se mejorar la calidad de corriente, ademas de reducir ligeramente la frecuencia de conmutación y aumentar el aprovechamiento de la tensión de la batería. Por su parte, el MPC convencional, manteniendo la misma frecuencia de control que el FOC, ofrece inicialmente una menor calidad de señal, aunque esta mejora de forma notable al aplicar la modulación radial propuesta en este trabajo (MPC-ta), logrando una calidad de señal muy superior con frecuencias de conmutación reducidas. La principal ventaja del MPC, en cualquiera de sus variantes, es su mayor capacidad de aprovechamiento del bus de continua, lo que permite operar en puntos de alta exigencia de par y velocidad. Además, cabe destacar que igualando la frecuencia de conmutación, el MPC alcanza una calidad de señal comparable a la del FOC, consolidándose como una alternativa muy competitiva, e incluso puede superar al MPC-ta en estas condiciones. No obstante, el aumento de la frecuencia de control implica un mayor coste computacional y la necesidad de disponer de hardware de control con capacidad suficiente para ejecutar el algoritmo en tiempo real.

Finalmente, se han realizados ensayos experimentales en bancada emulando una rueda del vehículo de una simulación basada en datos de un test real de un vehículo de Formula Student en pista. Esto ha permitido evaluar experimentalmente los diferentes esquemas de control llegando a las mismas conclusiones que en simulación en cuanto al desempeño de las estrategias de control

7.2 Lineas futuras

El presente trabajo abre un amplio abanico de posibilidades en el ámbito de la investigación y desarrollo de sistemas de propulsión para vehículos eléctricos de altas prestaciones. El modelo completo del vehículo eléctrico desarrollado, junto con la caracterización de estrategias de control avanzadas, constituye una plataforma versátil sobre la que se pueden abordar futuras líneas de investigación tanto en simulación como en entornos experimentales. Entre las proyecciones más relevantes se destacan:

- **Optimización del diseño y dimensionamiento del sistema:** El modelo permite abordar estudios de dimensionamiento óptimo orientados a maximizar prestaciones, eficiencia y fiabilidad

del vehículo eléctrico, incluyendo:

- Optimización geométrica del vehículo mediante ensayos de simulación ajustando parámetros geométricos y evaluando el rendimiento dinámico.
- Optimización de la relación de transmisión para adecuar la velocidad y par máximos del motor eléctrico a las exigencias de la aplicación, evaluando el compromiso entre aceleración, velocidad punta y eficiencia energética.
- Dimensionamiento óptimo del paquete de baterías considerando las corrientes de descarga asociadas a la máxima aceleración a potencia nominal, así como la evaluación de diferentes tensiones nominales que permitan optimizar la velocidad punta y la eficiencia global.
- Dimensionamiento del condensador del convertidor electrónio de potencia en función de la estrategia de control seleccionada, con el objetivo de filtrar picos de corriente y prolongar la vida útil de la batería, evaluando además la integración de supercondensadores para absorber demandas instantáneas elevadas.

- **Ampliación de la caracterización de las estrategias de control:** El simulador constituye un marco idóneo para la implementación y evaluación de nuevas metodologías de control, tales como:

  - Estrategias basadas en *Direct Torque Control* (DTC) y su caracterización comparativa frente a FOC y MPC.
  - Implementación de nuevas configuraciones del sistema de potencia con diferentes máquinas multifásicas con topologías alternativas para su caracterización, incluyendo configuraciones con devanados abiertos (*Open-End Winding*, OEW) y variantes con distinto número de fases.
  - Elaboración de mapas de operación que combinen MTPA, *field weakening* e id = 0, delimitando regiones de par-velocidad y de máxima eficiencia.
  - Estudio de nuevos sistemas de control de *torque vectoring*, como por ejemplo controles basados en modelos predictivos permitiendo añadir restricciones adicionales y optimizando la eficiencia energética.
  - Análisis de trayectorias óptimas en circuito cerrado, evaluando el compromiso entre velocidad de paso por curva, estabilidad y consumo energético para diferentes algoritmos de control. Lo que permitiría evaluar el esquema de control que permite alcanzar un menor tiempo por vuelta.

- **Diseño basado en modelo:** La plataforma de simulación permite desarrollar la metodología de diseño basado en modelo, o *Model-Based Design*, que usa modelos que permiten depurar los sistemas de control antes de implementarlos en el hardware real. Esta validación progresiva permite:
    - Entender mejor el sistema sobre el que se trabaja permitiendo realizar ensayos controlados para entender el funcionamiento.
    - Probar nuevas ideas y esquemas de control, evaluar su funcionamiento y depurar errores antes de su implementación en el hardware real. Además, se pueden usar herramientas como MATLAB/Simulink que puede generar directamente el código en C/C++ listo para integrarlo en microcontroladores.
    - El modelo del vehículo puede conectarse a hardware en tiempo real (*Hardware-in-the-Loop*, HIL) e incluso integrar un sistema físico de tracción de una rueda. De esta forma, se podría depurar errores y poner a punto el tren de tracción antes de montarlo en el vehículo real.
    - Extender la evaluación en sistemas experimentales de estrategias de control multifásico con cargas dinámicas que reproduzcan perfiles reales de par y velocidad.
- **Implementación en un vehículo de competición real:** El estudio de las diferentes estrategias de control de este proyecto podría implementarse en un vehículo real como el prototipo de *Formula Student* de la Universidad de Málaga (MART) de cara a su próximo salto a cuatro motores en ruedas:
    - Cuando se dispongan de más de un motor eléctrico se puede aplicar la técnica de control activo de par como el *torque vectoring* en un vehículo real.
    - Se pueden implementar diferentes estrategias de control de los motores para las diferentes pruebas de la competición, en función de cuando se requiera máxima respuesta dinámica del vehículo (prueba de aceleración o vuelta cronometrada) y optimizar la eficiencia energética (prueba de resistencia).

Bibliografía

[1] A. Dianov, F. Tinazzi, S. Calligaro, and S. Bolognani, "Review and classification of mtpa control algorithms for synchronous motors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 4, pp. 3990–4007, 2022.

[2] Yiqing Yuan, *Electric Vehicles: Theory and Design*. SAE International, 2024.

[3] P. M. Moreno, *Control directo sin modelo para máquina eléctricas nonafásicas*. Málaga: TFM, Universidad de Málaga, 2024.

[4] T. Instruments, *Motor Control SDK Universal Project and Lab*, Texas, 2024.

[5] IPCC, "Climate change 2023: Synthesis report. contribution of working groups i, ii and iii to the sixth assessment report of the intergovernmental panel on climate change," Geneva, Switzerland, 2023, core Writing Team. [Online]. Available: https://www.ipcc.ch/report/ar6/syr/

[6] NASA Global Climate Change, "Carbon dioxide: Vital signs of the planet," https://climate.nasa.gov/vital-signs/carbon-dioxide/, 2024, accessed July 29, 2025.

[7] European Parliament and Council of the European Union, "Regulation (eu) 2021/1119 of the european parliament and of the council of 30 june 2021 establishing the framework for achieving climate neutrality and amending regulations (ec) no. 401/2009 and (eu) 2018/1999 ('european climate law')," Official Journal of the European Union, L243, pp. 1–17 (9 July 2021), 2021.

[8] United Nations Framework Convention on Climate Change (UNFCCC), "Adoption of the paris agreement," Conference of the Parties, Twenty-first session, Paris, 2015, fCCC/CP/2015/L.9/Rev.1. [Online]. Available: https://unfccc.int/resource/docs/2015/cop21/eng/l09r01.pdf

[9] United Nations, "Transforming our world: The 2030 agenda for sustainable development," https://sdgs.un.org/2030agenda, 2015, resolution adopted by the UN General Assembly on 25 September 2015, A/RES/70/1.

[10] Deutsches Patent- und Markenamt (DPMA), "Thomas davenport – first patent for an electric motor," https://www.dpma.de/english/our_office/publications/milestones/greatinventors/thomasdavenport/index.html, German Patent and Trade Mark Office (DPMA), 2025, last updated: 16 April 2025.

[11] G. Planté, "Nouvelle pile secondaire d'une grande puissance," *Comptes rendus de l'Académie des Sciences*, vol. 50, pp. 640–642, 1860, primera descripción de la batería recargable de plomo-ácido.

[12] C. A. Faure, "Perfectionnements aux batteries galvaniques et leur application aux machines locomotives," Patent FR 139 338, fecha declarada en La Propriété Industrielle (1894); número según dossier biográfico del CNRS. [Online]. Available: https://law.resource.org/pub/us/case/reporter/F/0057/0057.f1.0605.pdf

[13] B. Hillman, "Ed and his electric flyer," ERBzine, Ëdgar Rice Burroughs Web Museum and Weekly Online Fanzine¨, n.d., accessed via ERBzine Volume 1282, part of R̈emarkable Summer of '93ön Edgar Rice Burroughs's promotion of the first electric horseless carriage at the 1893 Chicago Columbian Exposition. [Online]. Available: https://www.erbzine.com/mag12/1282.html

[14] Ford Motor Company, "The moving assembly line and the five-dollar workday," https://corporate.ford.com/articles/history/moving-assembly-line.html, 2024, consultado el 17 de agosto de 2025.

[15] U.S. Department of Energy, "The history of the electric car," https://www.energy.gov/articles/history-electric-car, Sep. 2014, accedido: 16 de agosto de 2025.

[16] W. Liu, T. Placke, and K. Chau, "Overview of batteries and battery management for electric vehicles," *Energy Reports*, vol. 8, pp. 4058–4084, 2022. [Online]. Available: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352484722005716

[17] Tesla Motors, "Tesla motors begins regular production of the 2008 tesla roadster," Comunicado de prensa, Globe Newswire, San Carlos, California, Mar. 17 2008, https://ir.tesla.com/press-release/tesla-motors-begins-regular-production-2008-tesla-roadster.

[18] BYD Cars Philippines, "Byd: The global ev leader transforming electric mobility," Blog post, Jul. 26 2024, https://bydcarsphilippines.com/blog/byd-ev-market-leader-2024.

[19] M. J. Duran, E. Levi, and F. Barrero, *Multiphase Electric Drives: Introduction*. John Wiley and Sons, Ltd, 2017, pp. 1–26. [Online]. Available: https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/047134608X.W8364

[20] Audi AG, "Audi presents e-tron fe07 for formula e world championship," Comunicado de prensa, Audi MediaCenter, Neuburg a. d. Donau, Nov. 26 2020, https://www.audi-mediacenter.com/en/press-releases/audi-presents-e-tron-fe07-for-formula-e-world-championship-13365.

[21] Koenigsegg Automotive AB, "Gemera — the future of hypercars," Página web oficial, 2025, https://www.koenigsegg.com/model/gemera.

[22] D.-D. Tran, M. Vafaeipour, M. El Baghdadi, R. Barrero, J. Van Mierlo, and O. Hegazy, "Thorough state-of-the-art analysis of electric and hybrid vehicle powertrains: Topologies and integrated energy management strategies," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 119, p. 109596, 2020. [Online]. Available: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032119308044

[23] K. Deepak, M. A. Frikha, Y. Benômar, M. El Baghdadi, and O. Hegazy, "In-wheel motor drive systems for electric vehicles: State of the art, challenges, and future trends," *Energies*, vol. 16, no. 7, 2023. [Online]. Available: https://www.mdpi.com/1996-1073/16/7/3121

[24] U. R. Muduli, A. R. Beig, K. Al Jaafari, K. Al Hosani, A. S. Al-Sumaiti, and R. K. Behera, "Dual motor power sharing control for electric vehicles with battery power management," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 12, pp. 12 024–12 035, 2023.

[25] A. König, L. Nicoletti, D. Schröder, S. Wolff, A. Waclaw, and M. Lienkamp, "An overview of parameter and cost for battery electric vehicles," *World Electric Vehicle Journal*, vol. 12, no. 1, 2021. [Online]. Available: https://www.mdpi.com/2032-6653/12/1/21

[26] A. Mahmoudzadeh Andwari, A. Pesiridis, S. Rajoo, R. Martinez-Botas, and V. Esfahanian, "A review of battery electric vehicle technology and readiness levels," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 78, pp. 414–430, 2017. [Online]. Available: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117306251

[27] Parlamento Europeo y Consejo de la Unión Europea, "Reglamento (ue) 2017/1151 de la comisión, de 1 de junio de 2017, por el que se complementa el reglamento (ce) n.º 715/2007 del parlamento europeo y del consejo, sobre la homologación de los vehículos de motor con respecto a las emisiones de turismos y vehículos comerciales ligeros (euro 5 y euro 6), y sobre el acceso a la información relativa a la reparación y el mantenimiento de los vehículos," Diario Oficial de la Unión Europea, L 175, pp. 1–643, 2017, accedido: 19 de agosto de 2025. [Online]. Available: https://eur-lex.europa.eu/legal-content/ES/TXT/?uri=CELEX%3A32017R1151

[28] M. Hannan, F. Azidin, and A. Mohamed, "Hybrid electric vehicles and their challenges: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 29, pp. 135–150, 2014. [Online]. Available: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032113006370

[29] 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, 2021.

[30] M. İnci, M. Büyük, M. H. Demir, and G. İlbey, "A review and research on fuel cell electric vehicles: Topologies, power electronic converters, energy management methods, technical challenges, marketing and future aspects," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 137, p. 110648, 2021. [Online]. Available: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032120309321

[31] P. Yu, M. Li, Y. Wang, and Z. Chen, "Fuel cell hybrid electric vehicles: A review of topologies and energy management strategies," *World Electric Vehicle Journal*, vol. 13, no. 9, 2022. [Online]. Available: https://www.mdpi.com/2032-6653/13/9/172

[32] H. S. Das, C. W. Tan, and A. Yatim, "Fuel cell hybrid electric vehicles: A review on power conditioning units and topologies," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 76, pp. 268–291, 2017. [Online]. Available: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117303647

[33] Hyundai. (2023) ¿cómo funciona un motor de hidrógeno? Accedido: 16 de agosto de 2025. [Online]. Available: https://www.hyundai.com/es/es/zonaeco/eco-drive/tendencias/como-funciona-motor-hidrogeno

[34] D. De Wolf and Y. Smeers, "Comparison of battery electric vehicles and fuel cell vehicles," *World Electric Vehicle Journal*, vol. 14, no. 9, 2023. [Online]. Available: https://www.mdpi.com/2032-6653/14/9/262

[35] H. Togun, A. Basem, T. Abdulrazzaq, N. Biswas, A. M. Abed, J. M. dhabab, A. Chattopadhyay, K. Slimi, D. Paul, P. Barmavatu, and A. Chrouda, "Development and comparative analysis between battery electric vehicles (bev) and fuel cell electric vehicles (fcev)," *Applied Energy*, vol. 388, p. 125726, 2025. [Online]. Available: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261925004568

[36] A. G. Olabi, M. A. Allam, M. A. Abdelkareem, T. D. Deepa, A. H. Alami, Q. Abbas, A. Alkhalidi, and E. T. Sayed, "Redox flow batteries: Recent development in main components, emerging technologies, diagnostic techniques, large-scale applications, and challenges and barriers," *Batteries*, vol. 9, no. 8, 2023. [Online]. Available: https://www.mdpi.com/2313-0105/9/8/409

[37] M. Shoaib, P. Vallayil, N. Jaiswal, P. Iyapazham Vaigunda Suba, S. Sankararaman, K. Ramanujam, and V. Thangadurai, "Advances in redox flow batteries – a comprehensive review on inorganic and organic electrolytes and engineering perspectives," *Advanced Energy Materials*, vol. 14, no. 32, p. 2400721, 2024. [Online]. Available: https://advanced.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/aenm.202400721

[38] nanoFlowcell Holdings plc. (2023) The new quant: Revolutionary flow cell electric sports limousine. Accedido: 16 de agosto de 2025. [Online]. Available: https://www.nanoflowcell.com/research-development/application-research/mobility/the-new-quant

[39] J. Fraile Mora, *Máquinas eléctricas*, 6th ed. Madrid: McGraw-Hill-Interamericana de España, 2008.

[40] T. A. Lipo, "Synchronous reluctance machines-a viable alternative for ac drives?" *Electric Machines & Power Systems*, vol. 19, no. 6, pp. 659–671, 1991.

[41] M. Murataliyev, M. Degano, M. Di Nardo, N. Bianchi, and C. Gerada, "Synchronous reluctance machines: A comprehensive review and technology comparison," *Proceedings of the IEEE*, vol. 110, no. 3, pp. 382–399, 2022.

[42] S. Kahourzade, A. Mahmoudi, H. W. Ping, and M. N. Uddin, "A comprehensive review of axial-flux permanent-magnet machines," *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 37, no. 1, pp. 19–33, 2014.

[43] N. Gadiyar, J. Van Verdeghem, and E. L. Severson, "A review of axial flux permanent magnet machine technology," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 59, no. 4, pp. 3920–3933, 2023.

[44] L. Shao, R. Navaratne, M. Popescu, and G. Liu, "Design and construction of axial-flux permanent magnet motors for electric propulsion applications—a review," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 158 998–159 017, 2021.

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

[46] A. Salem and M. Narimani, "A review on multiphase drives for automotive traction applications," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 4, pp. 1329–1348, 2019.

[47] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 2930–2945, 2007.

[48] J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer, and I. E. Lizama, "A survey on neutral-point-clamped inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2219–2230, 2010.

[49] E. Blumbergs, V. Serga, E. Platacis, M. Maiorov, and A. Shishkin, "Cadmium recovery from spent ni-cd batteries: A brief review," *Metals*, vol. 11, no. 11, 2021. [Online]. Available: https://www.mdpi.com/2075-4701/11/11/1714

[50] B. Scrosati and J. Garche, "Lithium batteries: Status, prospects and future," *Journal of Power Sources*, vol. 195, no. 9, pp. 2419–2430, 2010. [Online]. Available: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775309020564

[51] International Energy Agency (IEA), "Trends in batteries," In: *Global EV Outlook 2023*, Paris, Apr. 26 2023, https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2023/trends-in-batteries.

[52] H. Liu, L. Zhang, P. Wang, and H. Chen, "A real-time nmpc strategy for electric vehicle stability improvement combining torque vectoring with rear-wheel steering," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 8, no. 3, pp. 3825–3835, 2022.

[53] K. Han, G. Park, G. S. Sankar, K. Nam, and S. B. Choi, "Model predictive control framework for improving vehicle cornering performance using handling characteristics," *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 22, no. 5, pp. 3014–3024, 2021.

[54] F. Aparicio Izquierdo, C. Vera Alvarez, and V. Díaz López, *Teoría de los vehículos automóviles.*, 2nd ed. Madrid: Universidad Politécnica de Madrid, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, 2017.

[55] M. Asperti, M. Vignati, and E. Sabbioni, "On torque vectoring control: Review and comparison of state-of-the-art approaches," *Machines*, vol. 12, no. 3, 2024. [Online]. Available: https://www.mdpi.com/2075-1702/12/3/160

[56] B. Lenzo, *Vehicle Dynamics. Fundamentals and Ultimate Trends.* Italy: Springer Nature Switzerland AG, 2022.

[57] S. Ding, L. Liu, and W. X. Zheng, "Sliding mode direct yaw-moment control design for in-wheel electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 8, pp. 6752–6762, 2017.

[58] B. Lenzo, M. Zanchetta, A. Sorniotti, P. Gruber, and W. De Nijs, "Yaw rate and sideslip angle control through single input single output direct yaw moment control," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 29, no. 1, pp. 124–139, 2021.

[59] L. De Novellis, A. Sorniotti, and P. Gruber, "Driving modes for designing the cornering response of fully electric vehicles with multiple motors," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 64-65, pp. 1–15, 2015. [Online]. Available: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0888327015001521

[60] A. Parra, A. Zubizarreta, and J. Pérez, "A novel torque vectoring algorithm with regenerative braking capabilities," in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 1, 2019, pp. 2592–2597.

[61] A. Parra, A. Zubizarreta, J. Pérez, and M. Dendaluce, "Intelligent torque vectoring approach for electric vehicles with per-wheel motors," *Complexity*, vol. 2018, no. 1, p. 7030184, 2018. [Online]. Available: https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1155/2018/7030184

[62] I. Zoric, M. Jones, and E. Levi, "Arbitrary power sharing among three-phase winding sets of multiphase machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 2, pp. 1128–1139, 2018.

[63] 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.

[64] G. P. Ángel, A. G. J. José, G. P. Ignacio, and D. M. M. Javier, *Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones*. Paraninfo, 2022.

[65] A. Hava, R. Kerkman, and T. Lipo, "Simple analytical and graphical methods for carrier-based pwm-vsi drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 49–61, 1999.

[66] ——, "Carrier-based pwm-vsi overmodulation strategies: analysis, comparison, and design," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 674–689, 1998.

[67] X. Guo, M. He, and Y. Yang, "Over modulation strategy of power converters: A review," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 69 528–69 544, 2018.

[68] 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.

[69] P. Garcia-Entrambasaguas, I. Zoric, I. González-Prieto, M. J. Duran, and E. Levi, "Direct torque and predictive control strategies in nine-phase electric drives using virtual voltage vectors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 12, pp. 12 106–12 119, 2019.

[70] 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.

[71] 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.

[72] 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. [Online]. Available: https://www.mdpi.com/2075-1702/12/2/115

[73] K. Li and Y. Wang, "Maximum torque per ampere (mtpa) control for ipmsm drives based on a variable-equivalent-parameter mtpa control law," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 7092–7102, 2019.

[74] C. Miguel-Espinar, D. Heredero-Peris, R. Villafafila-Robles, and D. Montesinos-Miracle, "Review of flux-weakening algorithms to extend the speed range in electric vehicle applications with permanent magnet synchronous machines," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 22 961–22 981, 2023.

[75] L. Zhu, S. Xue, X. Wen, Y. Li, and L. Kong, "A new deep field-weakening strategy of ipm machines based on single current regulator and voltage angle control," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 1144–1149.

[76] N. V. Olarescu, M. Weinmann, S. Zeh, and S. Musuroi, "Novel flux weakening control algorithm for pmsms," in *2009 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 2009, pp. 123–127.

[77] V. Manzolini, D. Da Rù, and S. Bolognani, "An effective flux weakening control of a syrm drive including mtpv operation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 3, pp. 2700–2709, 2019.

[78] I. Qureshi1 and V. Sharma1, "Wide speed range and torque control of ipmsm with mtpa-mtpv field weakening control," *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 49, p. 15833–15848, 2023.

[79] F.Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines," *Siemens Review*, vol. 34, no. 5, pp. 217–220, 1972.

[80] G. Singh, K. Nam, and S. Lim, "A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 4, pp. 1177–1184, 2005.

[81] 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.

[82] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986.

[83] M. Depenbrock, "Direct self-control (dsc) of inverter fed induktion machine," in *1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1987, pp. 632–641.

[84] G. Buja and M. Kazmierkowski, "Direct torque control of pwm inverter-fed ac motors - a survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, 2004.

[85] 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.

[86] 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.

[87] P. Karamanakos and T. Geyer, "Guidelines for the design of finite control set model predictive controllers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7434–7450, 2020.

[88] M. Karimi, M. A. Rostami, and H. Zamani, "Continuous control set model predictive control for the optimal current control of permanent magnet synchronous motors," *Control Engineering Practice*, vol. 138, p. 105590, 2023. [Online]. Available: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0967066123001594

[89] 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.

[90] A. Munoz-Garcia, T. Lipo, and D. Novotny, "A new induction motor v/f control method capable of high-performance regulation at low speeds," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 813–821, 1998.

[91] D. Xu, B. Wang, G. Zhang, G. Wang, and Y. Yu, "A review of sensorless control methods for ac motor drives," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, no. 1, pp. 104–115, 2018.

[92] R. Lyra and T. Lipo, "Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 5, pp. 1351–1360, 2002.

[93] J. Richalet, A. Rault, J. L. Testud, and J. Papon, "Paper: Model predictive heuristic control," *Automatica*, vol. 14, no. 5, p. 413–428, Sep. 1978. [Online]. Available: https://doi.org/10.1016/0005-1098(78)90001-8

[94] 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.

[95] 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.

[96] J. Rodriguez, C. Garcia, A. Mora, S. A. Davari, J. Rodas, D. F. Valencia, M. Elmorshedy, F. Wang, K. Zuo, L. Tarisciotti, F. Flores-Bahamonde, W. Xu, Z. Zhang, Y. Zhang, M. Norambuena, A. Emadi, T. Geyer, R. Kennel, T. Dragicevic, D. A. Khaburi, Z. Zhang, M. Abdelrahem, and N. Mijatovic, "Latest advances of model predictive control in electrical drives—part ii: Applications and benchmarking with classical control methods," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 5047–5061, 2022.

[97] 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. [Online]. Available: https://www.mdpi.com/1996-1073/14/14/4358

[98] J. Liu, S. Yadav, M. Salman, S. Chavan, and S. C. Kim, "Review of thermal coupled battery models and parameter identification for lithium-ion battery heat generation in ev battery thermal management system," *International Journal of Heat and Mass Transfer*, vol. 218, p. 124748, 2024. [Online]. Available: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0017931023008931

[99] S. Tamilselvi, S. Gunasundari, N. Karuppiah, A. Razak RK, S. Madhusudan, V. M. Nagarajan, T. Sathish, M. Z. M. Shamim, C. A. Saleel, and A. Afzal, "A review on battery modelling techniques," *Sustainability*, vol. 13, no. 18, 2021. [Online]. Available: https://www.mdpi.com/2071-1050/13/18/10042

[100] V. Lucaferri, M. Quercio, A. Laudani, and F. Riganti Fulginei, "A review on battery model-based and data-driven methods for battery management systems," *Energies*, vol. 16, no. 23, 2023. [Online]. Available: https://www.mdpi.com/1996-1073/16/23/7807

[101] W. Zhou, Y. Zheng, Z. Pan, and Q. Lu, "Review on the battery model and soc estimation method," *Processes*, vol. 9, no. 9, 2021. [Online]. Available: https://www.mdpi.com/2227-9717/9/9/1685

[102] G. Majić, M. Despalatović, and K. Verunica, "Influence of dead time on voltage harmonic spectrum of grid-connected pwm-vsc with lcl filter," in *2016 10th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, 2016, pp. 228–233.

[103] D. Woldegiorgis, M. M. Hossain, Z. Saadatizadeh, Y. Wei, and H. A. Mantooth, "Hybrid si/sic switches: A review of control objectives, gate driving approaches and packaging solutions," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 1737–1753, 2023.

[104] O. Wallscheid and E. F. B. Ngoumtsa, "Investigation of disturbance observers for model predictive current control in electric drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 13 563–13 572, 2020.

[105] X. Song, H. Wang, X. Ma, X. Yuan, and X. Wu, "Robust model predictive current control for a nine-phase open-end winding pmsm with high computational efficiency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 11, pp. 13 933–13 943, 2023.

Apéndice I: Software implementado en la bancada nonafásica

En este apéndice se muestran los códigos principales implementados en la bancada experimental de nueve fases. Entre ellos se muestra los códigos de la librería principal `lablib.h` `lablib.c`, la librería donde se inicializan todas las variables `data_type.c` `data_type.h` y los diferentes esquemas de control implementados `MAIN_FOC.c` `MAIN_MPC.c`.

Los códigos de la bancada de nueve fases de este proyecto se encuentran en el siguiente repositorio de github: Codes-9Ph-PMSM-test-rig

Código I.1: Archivo de cabecera de la librería "lablib.h".

```
/*
 * lablib.h
 *
 *  Created on: 17 ene. 2025
 *      Author: PMM x RSG
 *
 *  Indice: -> INCLUDES
 *          -> PARÁMETROS DE CONTROL
 *             | Selecciona esquema de control
 *             | Pi de velocidad
 *             | Periodo de control
 *             | DC Bus
 *          -> MACROS GLOBALES
 *             | Par de polos de la mï¿½quina
 *             | Data loggin
 *             | PWM parameters
 *             | Encoder parameters
 *          -> MACROS DE FUNCIONES INLINE
 *             | Tiempos de control
```

```
 *              | Matriz de Clarke (PH->AB)
 *              | Matriz inv. de Clarke (AB->PH)
 *              | Matriz de Park (AB->DQ)
 *              | Matriz inv. de Park (DQ->AB)
 *              | Cost Function
 *              | Cambios de unidades
 *          -> MACROS ESPECÍFICAS PARA CADA ESQUEMA DE CONTROL
 *              | MFC
 *              | FOC
 *              | MPC
 *  NOTA:  - Las estructuras de datos y variables globales se definen
 *  en el archivo "data_type.h"
 */

#ifndef LABLIB_H
#define LABLIB_H

// ---------------------------------------------------------------------
//  Includes
// ---------------------------------------------------------------------
#include "f28x_project.h"
#include "F2838x_Device.h"
#include "math.h"
#include "IQmathLib.h"
#include <stdio.h>

// ---------------------------------------------------------------------
//  Definiciones de Parï¿½metros de Control
// ---------------------------------------------------------------------
// Selecciona el esquema de control
// [MODEL_FREE, FOC, MPC, MPCta, MV5_FCS]
#define MPCta    0x0
#define CTRLF ((float) 50e3)    // [Hz] Control frequency
#define Vdc   ((float) 500)     // [V] DC bus

// PI de velocidad
#define Kp_w  ((float) 0.8)
#define Ki_w  ((float) 3)

/*----------- Selección perfil velocidad -----------*/
// TRAPEZOIDAL
#define W_TRAP  (float) 0x0      // Trapezoidal selection
```

```
62  #define W_TRG  ((float) 500)     // [rpm] Speed target
63  #define SLP    ((float) 0.05)    // Slope for speed profile
64  #define T_CNST ((float) 5)       // Stationary time at target frequency
65  #define TLOAD  ((float) 80)     // [Nm]  Torque target
66  #define SLP_T  ((float) 0.01)    // Slope for torque profile
67  // DATASET
68  //#define W_DATASET              // Dataset selection
69  // TRANSIENT
70  //#define W_JUAN_TRANS            //w and torque come at the same time
71
72  /*----------- DATA-LOGGING PARAMETER SELECTION -----------*/
73  /*--- data-logging type selection ---*/
74  // [DATLOGDEF, DATLOGMPC, DATLOGMID, JUAN_TRANS}
75  #define DATLOGDEF
76  // .... if any other data-logging type is added,
77  // mirror it on lablib.c file (dataLogging(void)) ... //
78
79  #ifdef DATLOGDEF
80      #define VAR   (Uint16) 6
81  #endif
82  #ifdef DATLOGMPC //Be careful with memory overflow setting LEN directive!
83      #define VAR   (Uint16) 9
84  #endif
85  #ifdef DATLOGMID
86      #define VAR   (Uint16) 4
87  #endif
88  #ifdef JUAN_TRANS
89      #define VAR   (Uint16) 5
90  #endif
91
92  /*----------- data-logging parameters -----------*/
93  #define DEC   (Uint16) 1
94  #define LEN   (Uint16) 1000
95
96  // ---------------------------------------------------------------------
97  //  Macros Globales
98  // ---------------------------------------------------------------------
99  #define P     (float)  3  // Motor Pole Pairs
100
101 /*--------- Control parameters definition ----------*/
102 #define pi  3.141592653589
103 #define PI2 6.283185307178
```

```
104 #define hvfactor (float) 10.471975511966
105 #define Pul2rad  (float) 0.0007853
106 #define IQ_MAX   (float) 14
107
108 /*---------------- PWM parameters ------------------*/
109 #ifdef MV5_FCS
110     #define PWM_PERIOD_CTRL  ((Uint32)(100000000/CTRLF))
111 #else
112     #define PWM_PERIOD_CTRL  ((Uint32)(100000000*0.5/CTRLF))
113 #endif
114 #define PWM_PERIOD_Q2A   500
115 #define EPWM_MAX_DB   10     // 0.10 us de dead-band
116 #define EPWM_MIN_DB   10     // 0.10 us de dead-band
117
118 /*--------------- Encoder parameters ---------------*/
119 #define EQEP_SAME_DIR 0x0 // Direction selection
120 #define QEPCNTMAX    8000U
121 #define QEPUTOPRD   15000U//15000L   // Unit Out Time Period
122
123 #define velocfactor_x1_32 (float)        4908.738521 //X=1; SYSCLKOUT/32
124 #define velocfactor_x1_16 (float)        9817.477042 //X=1; SYSCLKOUT/16
125 #define velocfactor_x4_1  (float)        628318.5307 //X=4; SYSCLKOUT/1
126
127 #define velocfactor_x1_8  (float)        19634.95408
128 #define velocfactor_x16_1 (float)        2513274.122
129 #define velocfactor_x1_1  (float)        157079.6326
130
131 #define VSTEPMAX (float) 0.5//0.05 //0.05
132 #define QCPRDMAX 40000L
133 #define QCPRDMIN 10000L
134 #define Wm_MAX  (float) 110    // rad/seg
135 #define VELOCK  94247.77961
136 #define ang2vel 0.0001
137
138 // ---------------------------------------------------------------------
139 //  Macros funciones inline
140 // ---------------------------------------------------------------------
141 /*---------- Tiempos del periodo de control -----------*/
142 #define GET_LOC_TIME(timer) ((Uint32) (timer.RegsAddr->TIM.all))
143 #define GET_CPU_PRD(timer)  ((Uint32) (timer.RegsAddr->PRD.all))
144
145 /*------------- Matriz de Clarke (PH->AB) --------------*/
```

```
146 // Componente alpha
147 #define CLARKE_ALPHA(D) ((float)(0.222 * D.A1 + 0.17 * D.A2 + 0.0386 * D.A3
    - 0.111 * D.B1 + 0.0386 * D.B2 + 0.17 * D.B3 - 0.111 * D.C1
    - 0.209 * D.C2 - 0.209 * D.C3))
148 // Componente beta
149 #define CLARKE_BETA(D) ((float)(0.143 * D.A2 + 0.219 * D.A3 - 0.192 * D.B1
    - 0.219 * D.B2 - 0.143 * D.B3 + 0.192 * D.C1 + 0.076 * D.C2 - 0.076 * D.C3))
150 // Componente x1
151 #define CLARKE_X1(D) ((float)(0.222 * D.A1 + 0.0386 * D.A2 - 0.209 * D.A3 -
    0.111 * D.B1 - 0.209 * D.B2 + 0.0386 * D.B3 - 0.111 * D.C1 + 0.17 * D.C2 +
    0.17 * D.C3))
152 // Componente y1
153 #define CLARKE_Y1(D) ((float)(0.219 * D.A2 + 0.076 * D.A3 + 0.192 * D.B1 -
    0.076 * D.B2 - 0.219 * D.B3 - 0.192 * D.C1 - 0.143 * D.C2 + 0.143 * D.C3))
154 // Componente x2
155 #define CLARKE_X2(D) ((float)(0.222 * D.A1 - 0.209 * D.A2 + 0.17 * D.A3 -
    0.111 * D.B1 + 0.17 * D.B2 - 0.209 * D.B3 - 0.111 * D.C1 + 0.0386 * D.C2 +
    0.0386 * D.C3))
156 // Componente y2
157 #define CLARKE_Y2(D) ((float)(0.076 * D.A2 - 0.143 * D.A3 - 0.192 * D.B1 +
    0.143 * D.B2 - 0.076 * D.B3 + 0.192 * D.C1 - 0.219 * D.C2 + 0.219 * D.C3))
158
159 /*----------- Matriz inv. de Clarke (AB->PH) ------------*/
160 // Fase a1
161 #define INV_CLARKE_A1(D) ((float)(D.alpha + D.x1 + D.x2))
162 // Fase b1
163 #define INV_CLARKE_B1(D) ((float)(-0.5 * D.alpha - 0.866 * D.beta -
    0.5 * D.x1 + 0.866 * D.y1 - 0.5 * D.x2 - 0.866 * D.y2))
164 // Fase c1
165 #define INV_CLARKE_C1(D) ((float)(-0.5 * D.alpha + 0.866 * D.beta -
    0.5 * D.x1 - 0.866 * D.y1 - 0.5 * D.x2 + 0.866 * D.y2))
166
167 // Fase a2
168 #define INV_CLARKE_A2(D) ((float)(0.766 * D.alpha + 0.643 * D.beta +
    0.174 * D.x1 + 0.985 * D.y1 - 0.94 * D.x2 + 0.342 * D.y2))
169 // Fase b2
170 #define INV_CLARKE_B2(D) ((float)(0.174 * D.alpha - 0.985 * D.beta -
    0.94 * D.x1 - 0.342 * D.y1 + 0.766 * D.x2 + 0.643 * D.y2))
171 // Fase c2
172 #define INV_CLARKE_C2(D) ((float)(-0.94 * D.alpha + 0.342 * D.beta +
    0.766 * D.x1 - 0.643 * D.y1 + 0.174 * D.x2 - 0.985 * D.y2))
173
```

```
174 // Fase a3
175 #define INV_CLARKE_A3(D) ((float)(0.174 * D.alpha + 0.985 * D.beta -
    0.94 * D.x1 + 0.342 * D.y1 + 0.766 * D.x2 - 0.643 * D.y2))
176 // Fase b3
177 #define INV_CLARKE_B3(D) ((float)(0.766 * D.alpha - 0.643 * D.beta +
    0.174 * D.x1 - 0.985 * D.y1 - 0.94 * D.x2 - 0.342 * D.y2))
178 // Fase c3
179 #define INV_CLARKE_C3(D) ((float)(-0.94 * D.alpha - 0.342 * D.beta +
    0.766 * D.x1 + 0.643 * D.y1 + 0.174 * D.x2 + 0.985 * D.y2))
180
181
182 /*------------- Matriz de Park (AB->DQ) --------------*/
183 // Componente D
184 #define PARK_D(P,costh,sinth) ((float)(P.alpha*costh + P.beta*sinth))
185 // Componente Q
186 #define PARK_Q(P,costh,sinth) ((float)(-P.alpha*sinth + P.beta*costh))
187 // Componente x1
188 #define PARK_X1(P,costh,sinth) ((float)(P.x1*costh + P.y1*sinth))
189 // Componente y1
190 #define PARK_Y1(P,costh,sinth) ((float)(-P.x1*sinth + P.y1*costh))
191 // Componente x2
192 #define PARK_X2(P,costh,sinth) ((float)(P.x2*costh + P.y2*sinth))
193 // Componente y2
194 #define PARK_Y2(P,costh,sinth) ((float)(-P.x2*sinth + P.y2*costh))
195
196
197 /*----------- Matriz inv. de Park (DQ->AB) ------------*/
198 // Componente D
199 #define INV_PARK_AlPHA(P) ((float)(P.d*costheta - P.q*sintheta))
200 // Componente Q
201 #define INV_PARK_BETA(P) ((float)(P.d*sintheta + P.q*costheta))
202 // Componente x1
203 #define INV_PARK_X1(P) ((float)(P.x1*costheta - P.y1*sintheta))
204 // Componente y1
205 #define INV_PARK_Y1(P) ((float)(P.x1*sintheta + P.y1*costheta))
206 // Componente x2
207 #define INV_PARK_X2(P) ((float)(P.x2*costheta - P.y2*sintheta))
208 // Componente y2
209 #define INV_PARK_Y2(P) ((float)(P.x2*sintheta + P.y2*costheta))
210
211
212
```

```
213 /*---------------- Cost function ---------------------*/
214 // Mean Squared Error
215 #define CF_EVAL_MSE(D) ((float)(D.alpha*D.alpha + D.beta*D.beta +
    Kxy1*(D.x1*D.x1 + D.y1*D.y1) + Kxy2*(D.x2*D.x2 + D.y2*D.y2)))
216
217 /*------------- Cambios de unidades ------------------*/
218 #define RPM2RADS(rpm) ((float)(0.104719f*(rpm)))
219 #define NM2PU(Torque) ((float) 0.006667f*Torque)
220
221
222 // ---------------------------------------------------------------------
223 //  Funciones
224 // ---------------------------------------------------------------------
225 /*------------- Funciones de control ------------------*/
226 void vel_profile(void);
227 void LowPassFilter(void);
228 void driveSET(void)
229 void Control_Action_Settings(void);
230
231 /*------------- Adquisición de datos ------------------*/
232 void dataLogging(void)
233 void conm_diff(void);
234
235 /*---------------- Configuraciones --------------------*/
236 void ConfigureGPIO(void);
237 void ConfigureEPWM_Q2ADRIVE(volatile struct EPWM_REGS *ePWM_Regs);
238 void InitEPWM(void);
239 void ConfigureEPWM(volatile struct EPWM_REGS *ePWM_Regs);
240 void eQEP_init(void);
241 void ADC_init(void);
242
243 /*--------------- Interrupciones --------------------*/
244 interrupt void adca1_isr(void);
245 interrupt void eQEP_isr(void);
246 interrupt void synchronous_isr(void);
247
248 // ---------------------------------------------------------------------
249 //  Macros especificas para cada esquema de control
250 // ---------------------------------------------------------------------
251
252 #ifdef MODEL_FREE
253     #define SCHEME   "FCS_MFDC"
```

```
254
255     // Funciones propias del model free
256     interrupt void adca1_mid_isr(void);
257     #ifdef NULL_COMP
258         void update_buffer(void);
259     #endif
260     #define KXY1    (float) 0.6 // XY1 subspace weight
261     #define KXY2    (float) 1 // XY2 subspace weight
262
263     #define OSDC(D0,DM,RATE) ((float)(D0 + RATE*(DM - D0)))
264     #define CG(REF,MED) ((float)(REF - MED))
265     #define NORM_AB_REF(REF) ((float)(1/sqrtf(REF.alpha*REF.alpha +
REF.beta*REF.beta)))
266     #define NORM(a,b) ((float)(1/sqrtf(a*a + b*b)))
267
268 #endif
269
270 #ifdef FOC
271     #define SCHEME    "FOC"
272
273     #define VD_MAX   ((float) 150)
274     #define VXY_MAX ((float) 10)
275     #define VQ_MAX ((float) sqrtf(Vdc*Vdc - VD_MAX*VD_MAX -
4.0f*VXY_MAX*VXY_MAX))
276
277     #define Kp_id    (float) 15
278     #define Ki_id    (float) 5
279     #define Kp_iq    (float) 15
280     #define Ki_iq    (float) 5
281     #define Kp_ix1    (float) 7
282     #define Ki_ix1    (float) 5
283     #define Kp_iy1    (float) 7
284     #define Ki_iy1    (float) 5
285     #define Kp_ix2    (float) 7
286     #define Ki_ix2    (float) 5
287     #define Kp_iy2    (float) 7
288     #define Ki_iy2    (float) 5
289
290 #endif
291
292 #if defined(MPC) || defined(MPCta)
293     #ifdef MPC
```

```
294     #define SCHEME   "FCS_MPC"
295     #endif
296     #ifdef MPCta
297     #define SCHEME   "FCS_MPC_ta"
298     #endif
299     // Machine parameters
300     #define Rs     ((float) 1.0)
301     #define Ld     ((float) 0.0711)
302     #define Lq     ((float) 0.0711)
303     #define Lxy1   ((float) 0.009)
304     #define Lxy2   ((float) 0.003)
305     #define LAMBDA ((float) 0.85)
306
307     // Weight
308     #define KXY1   (float) 0.05 // XY1 subspace weight
309     #define KXY2   (float) 0.05 // XY2 subspace weight
310
311     // MACHINE STEADY-SPACE
312     // PHI matrix [FI = I + A*Tm]
313     #define FIc11(Tm)  ((float)(1 - (Tm)*((Rs)/(Ld))))
314     #define FIc22(Tm)  ((float)(1 - (Tm)*((Rs)/(Lq))))
315     #define FIc33(Tm)  ((float)(1 - (Tm)*((Rs)/(Lxy1))))
316     #define FIc44(Tm)  ((float)(1 - (Tm)*((Rs)/(Lxy1))))
317     #define FIc55(Tm)  ((float)(1 - (Tm)*((Rs)/(Lxy2))))
318     #define FIc66(Tm)  ((float)(1 - (Tm)*((Rs)/(Lxy2))))
319     #define A12(Tm)    ((float)((Tm)*((Lq) / (Ld))))
320     #define A21(Tm)    ((float)(0 - (Tm)*((Lq) / (Ld))))
321     // GAMMA Matrix [GAMMA = B * Tm]
322     #define GAMMA11(Tm) ((float)((Tm)/(Ld)))
323     #define GAMMA22(Tm) ((float)((Tm)/(Lq)))
324     #define GAMMA33(Tm) ((float)((Tm)/(Lxy1)))
325     #define GAMMA44(Tm) ((float)((Tm)/(Lxy1)))
326     #define GAMMA55(Tm) ((float)((Tm)/(Lxy2)))
327     #define GAMMA66(Tm) ((float)((Tm)/(Lxy2)))
328     // DELTA Matrix [DELTA = E*Tm]
329     #define DELTA21(Tm) ((float)(0 - (Tm)*((LAMBDA)/(Lq))))
330 #endif
331
332 #endif /* LABLIB_H_ */
```

Código I.2: Archivo de cabecera de la librería "lablib.c".

```
1 /*
```

```
 *  FILE: lablib.c
 *
 *  Created on: 17 ene. 2025
 *      Author: PMM x RSG
 *
 *  Indice: -> FUNCIONES DE CONTROL
 *             | vel_profile()
 *             | driveSET()
 *             | LowPassFilter(void)
 *             | Control_Action_Settings()
 *          -> ADQUISICIÓN DE DATOS
 *             | dataLogging()
 *             | conm_diff()
 *          -> CONFIGURACIONES
 *             | ConfigureGPIO()
 *             | ConfigureEPWM_Q2ADRIVE()
 *             | InitEPWM(void)
 *             | ConfigureEPWM()
 *             | eQEP_init(void)
 *             | ADC_init(void)
 *          -> INTERRUPCIONES
 *             | adca1_isr(void)
 *             | eQEP_isr()
 *             | synchronous_isr(void)
 */

#include "f28x_project.h"
#include "f2838x_device.h"
#include "f2838x_examples.h"
#include "math.h"
#include "IQmathLib.h"
#include <stdio.h>
#include "lablib.h"
#include "data_type.h"

// ---------------------------------------------------------------------------
//  FUNCIONES DE CONTROL
// ---------------------------------------------------------------------------
void vel_profile(void)
{
    //Tload:_____
    //     /     |
```

```
44      // ___/      |__
45      //  tup     tcte    -Cortesia de RdF
46
47      #ifdef W_TRAP
48          if (cont < seg * (tup))
49          {
50              rotor.wm_ref += rotor.wm_trg / ((tup) * seg);
51          }
52          else if (cont < ((tup) + tcte) * seg)
53          {
54              rotor.wm_ref = rotor.wm_trg;
55              Q2A.RevrRun = ON;
56              if (cont < ((tup) + 0.5f) * seg)
57              {
58                  Q2A.TorqRef = 0;
59              }
60              else if (cont < ((tup) + 0.5f + tup_t) * seg)
61              {
62                  Q2A.TorqRef += TLOAD / ((tup_t) * seg);
63              }
64              else
65              {
66                  Q2A.TorqRef = TLOAD;
67              }
68          }
69          else
70          {
71              Q2A.TorqRef = 0;
72              rotor.wm_ref -= rotor.wm_trg / ((tup) * seg);
73          }
74      #endif
75
76      //Tload:.  /\_.
77      //     / \/   |
78      // ___/       |__
79      //  tup     tend    -Cortesia de RdF
80      #ifdef W_DATASET
81
82          if (cont < seg * (tup))
83          {
84              Q2A.RevrRun = ON;
85              rotor.wm_ref += SPEEDINIT / ((tup) * seg);
```

```
86              Q2A.TorqRef  += TLOAD     / ((tup) * seg);
87          }
88          else if (cont < ((tup) + tcte) * seg)
89          {
90              if(cont > ((tup) + vel_prof[indx][0]) * seg){indx++;}
91
92              rotor.wm_ref += vel_prof[indx][1] * Tm;
93
94              Q2A.TorqRef = TLOAD;
95          }
96          else
97          {
98              rotor.wm_ref -= SPEEDEND / ((tup) * seg);
99              Q2A.TorqRef  -= TLOAD    / ((tup) * seg);
100         }
101     #endif
102
103     //Tload:_____
104     //     /     \
105     // ___/       \__
106     //  tup       tcte    -Cortesia de RdF & Rutmin
107
108     #ifdef W_JUAN_TRANS
109         if (cont < seg * (tup))
110         {
111             rotor.wm_ref += rotor.wm_trg / ((tup) * seg);
112             Q2A.RevrRun = ON;
113             Q2A.TorqRef += TLOAD / ((tup) * seg);
114         }
115         else if (cont < ((tup) + tcte) * seg)
116         {
117             rotor.wm_ref = rotor.wm_trg;
118             Q2A.TorqRef = TLOAD;
119
120         }
121         else
122         {
123             Q2A.TorqRef -= TLOAD / ((tup) * seg);
124             rotor.wm_ref -= rotor.wm_trg / ((tup) * seg);
125         }
126     #endif
127 }
```

```
128
129 void LowPassFilter(void)
130 {
131     // Variable festÃÂ¡tica para almacenar la salida anterior (y[k-1])
132     static float y_prev = 0.0f;
133
134     // Calcular la constante de tiempo: tau = 1 / (2*pi*CO_freq)
135     float tau = 1.0f / (2.0f * (float)M_PI * CO_freq);
136
137     // Calcular el coeficiente alpha
138     float alpha = Tm / (tau + Tm);
139
140     // fEcuaciÃÂ³n discreta del filtro:
141     //   y[k] = y[k-1] + alpha * (x[k] - y[k-1])
142     // En este caso, x[k] = rotor_wm_k (velocidad medida)
143     float y = y_prev + alpha * (rotor.wm_k - y_prev);
144
145     // Sobrescribimos en rotor_wm_k para que ya quede filtrada
146     rotor.wm_k_filt = y;
147
148     // Actualizamos el estado para la siguiente fiteraciÃÂ³n
149     y_prev = y;
150 }
151
152 void driveSET(void)
153 {
154     if(Q2A.RevrRun == ON)GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO39   = 1;//DI1
155     else        GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO39 = 1;
156
157     if(Q2A.FwrdRun == ON)GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO45   = 1;//DI3
158     else        GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO45 = 1;
159
160     if(Q2A.Reset == ON)GpioDataRegs.GPDSET.bit.GPIO97   = 1;//DI4
161     else        GpioDataRegs.GPDCLEAR.bit.GPIO97 = 1;
162     // AI1
163     EPwm12Regs.CMPA.bit.CMPA = (Uint32)(PWM_PERIOD_Q2A*NM2PU(Q2A.TorqRef));
164
165 }
166
167 void Control_Action_Settings(void)
168 {
169 #if defined(MODEL_FREE) || defined(MPC)
```

```
170         EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][0];
171         EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][1];
172         EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][2];
173         EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][3];
174         EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][4];
175         EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][5];
176         EPwm7Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][6];
177         EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][7];
178         EPwm9Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][8];
179
180         EPwm10Regs.CMPA.bit.CMPA = PWM_PERIOD_Q2A*0.5;
181     #elif defined(MPCta)
182         EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][0]*ta;
183         EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][1]*ta;
184         EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][2]*ta;
185         EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][3]*ta;
186         EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][4]*ta;
187         EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][5]*ta;
188         EPwm7Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][6]*ta;
189         EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][7]*ta;
190         EPwm9Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*Sout[x_opt][8]*ta;
191
192         EPwm10Regs.CMPA.bit.CMPA = PWM_PERIOD_Q2A*0.5;
193
194     #elif defined(FOC)
195         /*--------------------- ACTUACIÓN CARRIER BASED --------------------*/
196         // First converter
197         EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = (Uint32)(pwm_period_ctrl*PhaseVoltRefpu.A1);
198         EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = (Uint32)(pwm_period_ctrl*PhaseVoltRefpu.B1);
199         EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = (Uint32)(pwm_period_ctrl*PhaseVoltRefpu.C1);
200         // Second converter
201         EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = (Uint32)(pwm_period_ctrl*PhaseVoltRefpu.A2);
202         EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = (Uint32)(pwm_period_ctrl*PhaseVoltRefpu.B2);
203         EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = (Uint32)(pwm_period_ctrl*PhaseVoltRefpu.C2);
204         // Third converter
205         EPwm7Regs.CMPA.bit.CMPA = (Uint32)(pwm_period_ctrl*PhaseVoltRefpu.A3);
206         EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = (Uint32)(pwm_period_ctrl*PhaseVoltRefpu.B3);
207         EPwm9Regs.CMPA.bit.CMPA = (Uint32)(pwm_period_ctrl*PhaseVoltRefpu.C3);
208
209         EPwm10Regs.CMPA.bit.CMPA = PWM_PERIOD_Q2A*0.5;
210     #endif
211     }
```

```
212
213 // ---------------------------------------------------------------------
214 //  ADQUISICIÓN DE DATOS
215 // ---------------------------------------------------------------------
216 void dataLogging(void)
217 {
218 #ifdef DATLOGDEF
219     g_experiment.data[incr][0] = dqxyCurrMeas.d;
220     g_experiment.data[incr][1] = dqxyCurrRef.q;
221     g_experiment.data[incr][2] = dqxyCurrMeas.q;
222     g_experiment.data[incr][3] = rotor.wm_k;
223     g_experiment.data[incr][4] = rotor.wm_ref;
224     g_experiment.data[incr][5] = x_opt;
225 #endif
226
227 #ifdef DATLOGMPC
228     g_experiment.data[incr][0] = dqxyCurrMeas.d;
229     g_experiment.data[incr][1] = dqxyCurrRef.q;
230     g_experiment.data[incr][2] = dqxyCurrMeas.q;
231     g_experiment.data[incr][3] = dqxyCurrMeas.x1;
232     g_experiment.data[incr][4] = dqxyCurrMeas.y1;
233     g_experiment.data[incr][5] = dqxyCurrMeas.x2;
234     g_experiment.data[incr][6] = dqxyCurrMeas.y2;
235     g_experiment.data[incr][7] = rotor.wm_k;
236     g_experiment.data[incr][8] = x_opt;
237 #endif
238 }
239
240 void conm_diff(void)
241 {
242     int i;
243     for(i = 0; i < 9; ++i)
244     {
245     g_experiment.SwFrequency += fabsf(Sout[x_opt][i] - Sout[x_opt_km1][i]);
246     }
247 }
248
249 // ---------------------------------------------------------------------
250 //  CONFIGURACIONES
251 // ---------------------------------------------------------------------
252 void ConfigureGPIO()
253 {
```

```
254     EALLOW; // Enable writing to EALLOW protected registers
255
256     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0;// GPIO15-GPIO0 = General Purpose I/O
257     GpioCtrlRegs.GPAMUX2.all = 0;// GPIO31-GPIO16 = General Purpose I/O
258     GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0;// GPIO47-GPIO32 = General Purpose I/O
259     GpioCtrlRegs.GPBMUX2.all = 0;// GPIO63-GPIO48 = General Purpose I/O
260     GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0;// GPIO79-GPIO64 = General Purpose I/O
261     GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all = 0;// GPIO87-GPIO80 = General Purpose I/O
262     GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0;
263     GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0; // GPIO63-32 as inputs
264     GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0; // GPIO87-64 as inputs
265
266     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; // ePWM1A active
267     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0  = 1; // GPIO0 as digital Output
268     GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO0= 1; // Clear GPIO0
269
270     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1  = 1; // ePWM1B active
271     GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO1   = 1; // GPIO1 as digital Output
272     GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO1 = 1; // Clear GPIO1
273
274     ...
275
276     EDIS; // Disable writing to EALLOW protected registers
277 }
278
279 void ConfigureEPWM_Q2ADRIVE(volatile struct EPWM_REGS *ePWM_Regs)
280 {
281     // Basic ePWM configuration
282     EALLOW;
283     //EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA=0x0800;// Set compare A val. to 2048 counts
284     ePWM_Regs->TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
285     ePWM_Regs->TBPRD = PWM_PERIOD_Q2A;        // Set timer period
286     ePWM_Regs->TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;  // Disable phase loading
287     ePWM_Regs->TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000;      // Phase is 0
288     ePWM_Regs->TBCTR = 0x0000;                // Clear counter
289     ePWM_Regs->TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // Clock ratio to SYSCLKOUT
290     ePWM_Regs->TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
291
292     // Setup shadow register load on ZERO
293     ePWM_Regs->CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
294     ePWM_Regs->CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
295     ePWM_Regs->CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
```

```
296     ePWM_Regs->CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
297
298     // Enable ePWM1 as master
299     ePWM_Regs->EPWMSYNCOUTEN.bit.ZEROEN= 1;
300
301     // Set actions
302     ePWM_Regs->AQCTLA.all=0x0090;
303     ePWM_Regs->AQCTLB.all=0x0900;
304
305     // Interrupt where we will change the Compare Values
306     ePWM_Regs->ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO; // Select INT on Zero event
307     ePWM_Regs->ETSEL.bit.INTEN = 1;            // Enable INT
308     ePWM_Regs->ETPS.bit.INTPRD = ET_1ST;       // Generate INT on 3rd event
309     EDIS;
310 }
311
312
313 void InitEPWM(void)
314 {
315     ConfigureEPWM(&EPwm1Regs);
316     ...
317     ConfigureEPWM(&EPwm9Regs);
318     ConfigureEPWM_Q2ADRIVE(&EPwm10Regs);
319     ConfigureEPWM_Q2ADRIVE(&EPwm12Regs);
320     ConfigureEPWM_Q2ADRIVE(&EPwm16Regs);
321
322 }
323
324 void ConfigureEPWM(volatile struct EPWM_REGS *ePWM_Regs)
325 {
326     // Basic ePWM configuration
327     EALLOW;
328     //EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA =0x0800;//Set compare A value to 2048 counts
329     ePWM_Regs->TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
330     ePWM_Regs->TBPRD = PWM_PERIOD_CTRL;       // Set timer period
331     ePWM_Regs->TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;  // Disable phase loading
332     ePWM_Regs->TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000;      // Phase is 0
333     ePWM_Regs->TBCTR = 0x0000;                // Clear counter
334     ePWM_Regs->TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // Clock ratio to SYSCLKOUT
335     ePWM_Regs->TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
336
337     // Setup shadow register load on ZERO
```

```
338     ePWM_Regs->CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
339     ePWM_Regs->CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
340     ePWM_Regs->CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
341     ePWM_Regs->CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
342
343     // Enable ePWM1 as master
344     ePWM_Regs->EPWMSYNCOUTEN.bit.ZEROEN= 1;
345
346     // Set actions
347     ePWM_Regs->AQCTLA.all=0x0090;
348     ePWM_Regs->AQCTLB.all=0x0900;
349
350     // Interrupt where we will change the Compare Values
351     ePWM_Regs->ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO;// Select INT on Zero event
352     ePWM_Regs->ETSEL.bit.INTEN = 1;           // Enable INT
353     ePWM_Regs->ETPS.bit.INTPRD = ET_1ST;      // Generate INT on 3rd event
354
355     // Active Low PWMs - Setup Deadband
356     ePWM_Regs->DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
357     ePWM_Regs->DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
358     ePWM_Regs->DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
359     ePWM_Regs->DBRED.bit.DBRED = EPWM_MIN_DB;
360     ePWM_Regs->DBFED.bit.DBFED = EPWM_MAX_DB;
361
362     EDIS;
363 }
364
365 void eQEP_init(void)
366 {
367     EALLOW;
368     // Define eQEPA, eQEPB and eQEPI sources
369     //SysCtrlRegs  // Enable the SYSCLKOUT to the GPIO
370     //SysCtrlRegs.PCLKCR1.bit.EQEP1ENCLK = 1;//EQEP1 Module is
    Clocked by the SYSCLKOUT
371     CpuSysRegs.PCLKCR4.bit.EQEP1 = 1;
372     EQep1Regs.QEPSRCSEL.bit.QEPASEL = 0; //eQEPA Device GPIO20
373     EQep1Regs.QEPSRCSEL.bit.QEPBSEL = 0; //eQEPB Device GPIO21
374     EQep1Regs.QEPSRCSEL.bit.QEPISEL = 0; //eQEPI Device GPIO23
375
376     EQep1Regs.QDECCTL.bit.QAP = 0;  // Polarity of eQEPA None
377     EQep1Regs.QDECCTL.bit.QBP = 0;  // Polarity of eQEPB None
378     EQep1Regs.QDECCTL.bit.QIP = 0;  // Polarity of eQEPI None
```

```
379     EQep1Regs.QDECCTL.bit.QSRC = 0; // Position Counter Source(Quadrature)
380     EQep1Regs.QDECCTL.bit.XCR = 0;  //x2 resolution:Count rising edge only
381     EQep1Regs.QDECCTL.bit.SWAP = 0; // Quadrature-clock are not swap
382     EQep1Regs.QDECCTL.bit.IGATE = 0;// Disable gating of Index Pulse
383     // Reviewed
384     EQep1Regs.QPOSMAX = QEPCNTMAX;      // Maximum position
385     EQep1Regs.QPOSCNT = 0;           // Position counter
386     EQep1Regs.QPOSINIT = 5709;          // Initial value
387     // Reviewed
388     //EQep1Regs.QEPCTL.all=0x821E; // Description is on the lines above
389     EQep1Regs.QEPCTL.all=0x901E; // Description is on the lines above
390     // Reviewed
391     EQep1Regs.QPOSCMP =  QEPCNTMAX; // EQEP Position Compare
392     EQep1Regs.QCTMR   = 0;          // Capture timer
393     EQep1Regs.QPOSCTL.all = 0x0000; //Position comparison
394     // Reviewed
395     EQep1Regs.QUPRD = QEPUTOPRD; //Unit Time Out Period
396     EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CEN  = 0x1;
397     EQep1Regs.QCAPCTL.bit.UPPS = 0x0;
398     EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS = 0x4;
399     //Reviewed
400     EQep1Regs.QEINT.bit.UTO = 1;
401     IER |= M_INT5;
402     PieCtrlRegs.PIEIER5.bit.INTx1 = 1;
403     PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK5   = 1;
404     EDIS;
405 }
406
407
408 void ADC_init(void)
409 {
410     EALLOW;
411     // Configuración común de los módulos ADCA y ADCB
412     AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 6; // Divisor ADCCLK /4
413     AdcbRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 6;
414     // Configurar resolución y modo de fseÃÂ±al
415     AdcSetMode(ADC_ADCA, ADC_RESOLUTION_12BIT, ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
416     AdcSetMode(ADC_ADCB, ADC_RESOLUTION_12BIT, ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
417     // Configurar posición del pulso de interrupción y habilitar ADC
418     AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
419     AdcbRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
420     AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
```

```
421     AdcbRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
422     // Retardo de finicializaciÃÂ³n
423     DELAY_US(1000);
424     AdcaRegs.ADCBURSTCTL.bit.BURSTEN=0;
425     AdcaRegs.ADCSOCPRICTL.bit.SOCPRIORITY = 0;
426     AdcbRegs.ADCBURSTCTL.bit.BURSTEN=0;
427     AdcbRegs.ADCSOCPRICTL.bit.SOCPRIORITY = 0;
428     // Configurar SOC para ADCA (Canales A0, A1, A2)
429     AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 0;     // A0
430     AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 14;    // Tiempo de adquisición
431     AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 5;   // Disparo por ePWM1 SOCA
432     AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 1;     // A1
433     AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 14;    // Tiempo de adquisición
434     AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 5;   // Disparo por ePWM1 SOCA
435     AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 2;     // A2
436     AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = 14;    // Tiempo de adquisición
437     AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 5;   // Disparo por ePWM1 SOCA
438     // Configurar SOC para ADCB (Canales B0, B1, B2)
439     AdcbRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 0;     // B0
440     AdcbRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 14;
441     AdcbRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 5;
442     AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 1;     // B1
443     AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 14;
444     AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 5;
445     AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 2;     // B2
446     AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = 14;
447     AdcbRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 5;
448     // Configurar interrupciones para ADCA/ADCB tras el último SOC
449     AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 2; // Disparo en SOC2
450     AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1;
451     AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
452     AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1CONT = 0;
453     // Desactivar disparo adicional de SOCs por interrupciones
454     AdcaRegs.ADCINTSOCSEL1.all = 0x0000;
455     AdcbRegs.ADCINTSOCSEL1.all = 0x0000;
456     EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 0;
457     EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL =ET_CTR_ZERO;//SOCA al inicio del periodo
458     EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;
459     EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // Disparo en cada evento
460     EDIS;
461 }
462
```

```
463 // ---------------------------------------------------------------------
464 //  INTERRUPCIONES
465 // ---------------------------------------------------------------------
466 interrupt void adca1_isr(void)
467 {
468     t2 = GET_LOC_TIME(CpuTimer0);
469 
470     adcResult.A0 =  AdcaResultRegs.ADCRESULT0;
471     adcResult.B0 =  AdcbResultRegs.ADCRESULT0;
472     adcResult.A1 =  AdcaResultRegs.ADCRESULT1;
473     adcResult.B1 =  AdcbResultRegs.ADCRESULT1;
474     adcResult.A2 =  AdcaResultRegs.ADCRESULT2;
475     adcResult.B2 =  AdcbResultRegs.ADCRESULT2;
476 
477     PhaseCurrMeas.A1 = adcResult.A0*GAIN.A0 - OFFSET.A0;
478     PhaseCurrMeas.A2 = adcResult.A1*GAIN.A1 - OFFSET.A1;
479     PhaseCurrMeas.A3 = adcResult.A2*GAIN.A2 - OFFSET.A2;
480     PhaseCurrMeas.B1 = adcResult.B0*GAIN.B0 - OFFSET.B0;
481     PhaseCurrMeas.B2 = adcResult.B1*GAIN.B1 - OFFSET.B1;
482     PhaseCurrMeas.B3 = adcResult.B2*GAIN.B2 - OFFSET.B2;
483 
484     PhaseCurrMeas.C1 = -(PhaseCurrMeas.A1 + PhaseCurrMeas.B1);
485     PhaseCurrMeas.C2 = -(PhaseCurrMeas.A2 + PhaseCurrMeas.B2);
486     PhaseCurrMeas.C3 = -(PhaseCurrMeas.A3 + PhaseCurrMeas.B3);
487 
488     AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
489     if(1 == AdcaRegs.ADCINTOVF.bit.ADCINT1)
490      {
491        AdcaRegs.ADCINTOVFCLR.bit.ADCINT1 = 1;
492        AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
493      }
494     PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
495 }
496 
497 interrupt void eQEP_isr(){ // eQEP Interrupt Subrutine
498 
499     EQEP1.transition=fabs(rotor.wm_k);
500     if(EQEP1.state==1 && EQEP1.transition>15)
501     {
502          EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS = 0x4; //SYSCLKOUT/16
503          EQep1Regs.QCAPCTL.bit.UPPS = 0x0; //X=1
504          EQEP1.state=2;
```

```
505       }
506       if(EQEP1.state==2)
507       {
508            if(EQEP1.transition>20)
509            {
510                 EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS = 0x0; //SYSCLKOUT/1
511                 EQep1Regs.QCAPCTL.bit.UPPS = 0x2; //X=4
512                 EQEP1.state=3;
513            }
514            if(EQEP1.transition<5)
515            {
516                 EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS = 0x5; //SYSCLKOUT/32
517                 EQep1Regs.QCAPCTL.bit.UPPS = 0x0; // X=1
518                 EQEP1.state=1;
519            }
520       }
521       if(EQEP1.state==3 && EQEP1.transition<15)
522       {
523            EQep1Regs.QCAPCTL.bit.CCPS = 0x4; //SYSCLKOUT/16
524            EQep1Regs.QCAPCTL.bit.UPPS = 0x0; // X = 1
525            EQEP1.state=2;
526       }
527
528       #ifdef EQEP_SAME_DIR
529           if(EQep1Regs.QEPSTS.bit.QDF != 1)
530           {
531                EQEP1.eqeptmr = 0 - (float)EQep1Regs.QCPRDLAT;
532                EQEP1.hdx     = 0 - (float)EQep1Regs.QPOSLAT;
533           }
534           else
535           {
536                EQEP1.eqeptmr = (float)EQep1Regs.QCPRDLAT;
537                EQEP1.hdx     = (float)QEPCNTMAX - (float)EQep1Regs.QPOSLAT;
538           }
539       #else
540           if(EQep1Regs.QEPSTS.bit.QDF != 1){// Forward Direction QDF=1,
    but de position of the encoder is reverse
541                EQEP1.eqeptmr = (float)EQep1Regs.QCPRDLAT;
542                EQEP1.hdx     = (float)EQep1Regs.QPOSLAT;
543           }
544           else
545           {
```

```
546                 EQEP1.eqeptmr = 0 - (float)EQep1Regs.QCPRDLAT;
547                 EQEP1.hdx     =  (float)EQep1Regs.QPOSLAT - (float)QEPCNTMAX;
548             }
549         #endif
550
551         EQEP1.hvel_radsec = (float)EQEP1.hdx*(float)hvfactor;
552
553         if(EQEP1.state==1 && EQEP1.eqeptmr!=0)
554         {
555            EQEP1.veloc_radsec = (float)velocfactor_x1_32/(float)EQEP1.eqeptmr;
556         }
557         else if(EQEP1.state==2 && EQEP1.eqeptmr!=0)
558         {
559            EQEP1.veloc_radsec = (float)velocfactor_x1_16/(float)EQEP1.eqeptmr;
560         }
561         else if(EQEP1.state==3 && EQEP1.eqeptmr!=0)
562         {
563            EQEP1.veloc_radsec = (float)velocfactor_x4_1/(float)EQEP1.eqeptmr;
564         }
565         if(EQEP1.hdx==0 && EQEP1.eqeptmr<30000)
566         {
567            EQEP1.veloc_radsec = 0;
568         }
569
570         if(EQep1Regs.QEPSTS.bit.COEF)
571         {
572              EQep1Regs.QEPSTS.bit.COEF = 1;
573              EQEP1.veloc_radsec = rotor.wm_km1;
574         }
575         if(EQep1Regs.QEPSTS.bit.CDEF)
576         {
577              EQEP1.veloc_radsec = rotor.wm_km1;
578              EQep1Regs.QEPSTS.bit.CDEF = 1;
579         }
580
581         rotor.wm_k      = (float) EQEP1.veloc_radsec;
582         LowPassFilter();
583         rotor.we_k      = P*rotor.wm_k;
584         rotor.thetae    = P*Pul2rad*(float)EQep1Regs.QPOSCNT;
585
586         if (rotor.wm_k>rotor.wm_km1 + VSTEPMAX)
587         {
```

```
588             rotor.wm_k = rotor.wm_km1 + VSTEPMAX;
589         }
590         else if (rotor.wm_k < rotor.wm_km1 - VSTEPMAX)
591         {
592             rotor.wm_k = rotor.wm_km1 - VSTEPMAX;
593         }
594
595         if ((rotor.wm_k > Wm_MAX)||(rotor.wm_k < -Wm_MAX))
596         {
597             rotor.wm_k = rotor.wm_km1;
598         }
599         rotor.wm_km1 = rotor.wm_k;
600         EQEP1.init = 0;
601
602         EQep1Regs.QCLR.bit.UTO      = 1;// Clears Unit Time Out Interrupt Flag
603         EQep1Regs.QCLR.bit.INT      = 1;// Clears Global EQEP1 Interrupt Flag
604         PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK5 = 1;// Clear the PIEACK of Group 5 for
    enables Interrupt Resquest at CPU Level
605     }
606
607
608     interrupt void synchronous_isr(void)
609     {
610         synch    = 1;
611         EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;
612         PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
613     }
```

Código I.3: Archivo de cabecera de la librería "data_type.h".

```
1   /*
2    * data_type.h
3    *
4    *  Created on: 17 ene. 2025
5    *      Author: Usuario
6    */
7
8   #ifndef DATA_TYPE_H
9   #define DATA_TYPE_H
10
11  #include "lablib.h"
12
13  #ifdef W_DATASET
```

```
14  #include "Vel_profile.h"
15  #endif
16
17  // ---------------------------------------------------------------------
18  //  Declaración estructuras de datos
19  // ---------------------------------------------------------------------
20
21  typedef struct {
22      Uint32 A0;
23      Uint32 A1;
24      Uint32 A2;
25      Uint32 B0;
26      Uint32 B1;
27      Uint32 B2;
28  } ADCRESULT;
29
30  typedef struct {
31      float A1;
32      float B1;
33      float C1;
34      float A2;
35      float B2;
36      float C2;
37      float A3;
38      float B3;
39      float C3;
40  } PHASE_DATA;
41
42  typedef struct {
43      float A0;
44      float A1;
45      float A2;
46      float B0;
47      float B1;
48      float B2;
49  } SENSE_DATA;
50
51  typedef struct {
52      float alpha;
53      float beta;
54      float x1;
55      float y1;
```

```
56      float x2;
57      float y2;
58  } ABXY_DATA;
59
60  typedef struct {
61      float d;
62      float q;
63      float x1;
64      float y1;
65      float x2;
66      float y2;
67  } DQXY_DATA;
68
69  typedef struct {
70      float thetae;
71      float wm_ref;
72      float wm_trg;
73      float wm_k;
74      float wm_km1;
75      float we_k;
76      float wm_k_filt;
77  } ROTOR_DATA;
78
79  typedef struct {
80      Uint32 cont;
81      float eqeptmr;
82      Uint32 hdx;
83      float veloc_radsec;
84      float hvel_radsec;
85      Uint16 state;
86      Uint16 init;
87      float transition;
88      float res;
89  } EQEP_DATA;
90
91  typedef struct {
92      const float KP;
93      const float KI;
94      float inte_k;
95      float inte_km1;
96      float error;
97      float error_km1;
```

```
98  } PIDATA;
99
100 typedef struct {
101     const float c11;
102     const float c22;
103     const float c33;
104     const float c44;
105     const float c55;
106     const float c66;
107 } DMATRIX;
108
109 typedef struct {
110     Uint32 FwrdRun;// DI1: GPIO39
111     Uint32 RevrRun;// DI3: GPIO45
112     Uint32 Reset;  // DI4: GPIO97
113     float TorqRef; // AI1: GPIO22 (EPWM16A, Mux 5)
114 } Q2ADRIVE;
115
116
117 typedef struct {
118     float  strSize;
119     float  SwFrequency;
120     float  LoadTorque;
121     float  ControlFrequency;
122     float  TargetSpeed;
123     float  dataLEN;
124     float  NumVAR;
125     float  Decimation;
126     float  startTime;
127     float  thetaend;
128     char   ControlStrat[32];
129     float data[LEN][VAR];
130 } ExperimentData;
131
132 // ---------------------------------------------------------------------
133 //  Declaración variables Globales
134 // ---------------------------------------------------------------------
135 extern SENSE_DATA OFFSET;
136 extern SENSE_DATA GAIN;
137 extern PHASE_DATA PhaseCurrMeas;
138 extern ABXY_DATA  abxyCurrMeas;
139 extern ABXY_DATA  abxyCurrRef;
```

```
140 extern DQXY_DATA  dqxyCurrRef;
141 extern DQXY_DATA  dqxyCurrSat;
142 extern DQXY_DATA  dqxyCurrMeas;
143 extern ROTOR_DATA rotor;
144 extern Q2ADRIVE   Q2A;
145 extern PIDATA     omega;
146 extern ExperimentData g_experiment;
147 extern ADCRESULT adcResult;
148 extern EQEP_DATA EQEP1;
149
150 extern float slp;
151 extern float cont;
152 extern Uint16 synch;
153 extern const float pwm_period_ctrl;
154 extern const Uint32 ON;
155 extern const Uint32 OFF;
156 extern float sintheta;
157 extern float costheta;
158 extern Uint16 end_guardado;
159 extern Uint16 data_l;
160 extern Uint16 incr;
161 extern uint16_t x_opt;
162 extern float elapsed;
163
164 extern float Jopt;
165 extern float Cf;
166 extern uint16_t x_opt_k;
167 extern uint16_t x_opt_km1;
168 extern const float Kxy1;
169 extern const float Kxy2;
170 extern const float Sout[19][9];
171 extern const float CO_freq;
172 extern const float Tm;
173 extern const float KINTE;
174 extern const float seg;
175 extern float t1;
176 extern float t2;
177 extern float t3;
178 extern float t4;
179 extern float elapsed2;
180
181 extern float slp;
```

```
182 extern const float tcte;
183 extern const float tup;
184 extern const float tdown;
185 extern float tsim;
186 #ifdef W_TRAP
187     extern const float tup_t;
188 #endif
189 #ifdef W_DATASET
190     extern Uint16 indx;
191 #endif
192
193 #if defined(MPC) || defined(MPCta)
194
195     extern ABXY_DATA  abxyCurrkp1;
196     extern ABXY_DATA GAMMA_V[19];
197     extern ABXY_DATA  abxyCurrkp1;
198     extern ABXY_DATA  abxyCurrkp2;
199     extern ABXY_DATA  abxyCurrkp2cnst;
200     extern ABXY_DATA  abxyerror;
201
202     extern DQXY_DATA  dqxyVoltk;
203     extern DQXY_DATA  dqxyVoltkp1;
204
205     extern DMATRIX FI;
206     extern DMATRIX GAMMA;
207
208     extern const float a12;
209     extern const float a21;
210     extern const float delta21;
211
212     #ifdef MPCta
213     extern float ta;
214     extern float ta_opt;
215     extern float valpha_ref;
216     extern float vbeta_ref;
217     extern float v_ref_mod;
218     extern float k_filt;
219     #endif
220
221 #endif
222
223 extern _iq mod_delta_ab_IQ;
```

```
224 #endif /* DATA_TYPE_H_ */
```

Código I.4: Archivo de cabecera de la librería "data_type.c".

```
1  /*
2   * data_type.c
3   *
4   *  Created on: 18 ene. 2025
5   *      Author: pdobl
6   */
7
8  #include "data_type.h"
9
10 // DeclaraciÃ³n de variables comunes en todos los scripts
11
12 SENSE_DATA OFFSET = {24.8618f, 24.9488f, 25.541f, 25.4804f, 25.253f,
   24.852f};
13 SENSE_DATA GAIN = {0.012319f, 0.012376f, 0.012623f, 0.012553f, 0.012611f,
   0.012325f};
14
15 ADCRESULT  adcResult          = {0,0,0,0,0,0};
16 PHASE_DATA PhaseCurrMeas      = {0,0,0,0,0,0,0,0,0};
17 ABXY_DATA  abxyCurrMeas       = {0,0,0,0,0,0};
18 ABXY_DATA  abxyCurrRef        = {0,0,0,0,0,0};
19 DQXY_DATA  dqxyCurrRef        = {0,0,0,0,0,0};
20 DQXY_DATA  dqxyCurrMeas       = {0,0,0,0,0,0};
21 DQXY_DATA  dqxyCurrSat        = {0,IQ_MAX,0,0,0,0};
22 ROTOR_DATA rotor              = { 0, 0, RPM2RADS(W_TRG), 0, 0, 0};
   //{ thetae, wm_ref, wm_trg, wm_k, wm_km1}
23 PIDATA     omega              = {Kp_w,Ki_w,0,0,0,0};
24 EQEP_DATA  EQEP1              = {0,1,0,0,0,1,0,0,0};
25
26 ExperimentData g_experiment =
27 {
28    0U,            // Structure size (bytes/2)
29    0.0f,          // Switching frequency (Hz)
30    TLOAD,         // Load torque (Q2A)
31    CTRLF,         // Control frequency (Hz)
32    W_TRG,         // Target speed (rpm)
33    LEN,           // Data length (-)
34    VAR,           // Number of variables (-)
35    DEC,           // Acquisition decimation (S/S)
36    0.0f,          // Start acq. time (s)
```

```
37      0.0f,           // Electrical angle at the end (rad)
38      SCHEME,         // Control strategy
39  };
40
41  float  cont      = 0;
42  Uint16 synch     = 0;
43
44  const float pwm_period_ctrl = PWM_PERIOD_CTRL;
45
46  const float Sout[19][9] =  {{1,0,0,1,1,0,1,1,0},
47                              {1,0,0,1,0,0,1,1,0},
48                              {1,0,1,1,0,0,1,1,0},
49                              {1,0,1,1,0,0,1,0,0},
50                              {1,0,1,1,0,1,1,0,0},
51                              {0,0,1,1,0,1,1,0,0},
52                              {0,0,1,1,0,1,1,0,1},
53                              {0,0,1,0,0,1,1,0,1},
54                              {0,1,1,0,0,1,1,0,1},
55                              {0,1,1,0,0,1,0,0,1},
56                              {0,1,1,0,1,1,0,0,1},
57                              {0,1,0,0,1,1,0,0,1},
58                              {0,1,0,0,1,1,0,1,1},
59                              {0,1,0,0,1,0,0,1,1},
60                              {1,1,0,0,1,0,0,1,1},
61                              {1,1,0,0,1,0,0,1,0},
62                              {1,1,0,1,1,0,0,1,0},
63                              {1,0,0,1,1,0,0,1,0},
64                              {1,1,1,1,1,1,1,1,1}};
65
66  float sintheta = 0;
67  float costheta = 0;
68
69  /*-------------- Pesos Funcion de coste ----------------------*/
70
71  const float Kxy1 = KXY1;
72  const float Kxy2 = KXY2;
73
74  float Cf    = 999999999;
75  float Jopt  = 999999999;
76
77  uint16_t x_opt     = 18;
78  uint16_t x_opt_k   = 18;
```

```
79  uint16_t x_opt_km1 = 18;
80
81  #ifdef W_TRAP
82      const float tup   = SLP*RPM2RADS(W_TRG);
83      const float tdown = SLP*RPM2RADS(W_TRG);
84      const float tup_t = SLP_T*TLOAD;
85      const float tcte  = T_CNST;    // Stationary time at target frequency
86      float tsim        = 2*SLP*RPM2RADS(W_TRG) + T_CNST ;
87  #endif
88
89  #ifdef W_DATASET
90      const float tup   = SLP*SPEEDINIT;
91      const float tdown = SLP*SPEEDEND;   //t_jkeqwniscdbilkqcdn
92      const float tcte  = TPROF;    // Stationary time at target frequency
93      float tsim        = SLP*SPEEDINIT + TPROF + SLP*SPEEDEND;
94      Uint16 indx = 1;
95  #endif
96
97  #ifdef MUS2
98      float mus2_var = 1;
99  #endif
100
101
102 #ifdef MOD_RAD
103     float ta = 1;
104 #endif
105
106 const float Tm      = 1/CTRLF;
107 const float KINTE   = 0.5/CTRLF;
108 const float seg     = CTRLF;
109 const float CO_freq = 400;
110
111 // Data logger variables
112 Uint16 data_l;
113 Uint16 incr;
114 Uint16 end_guardado = 0;
115
116
117 /*-------------- Q2A Drive ----------------------*/
118 Q2ADRIVE Q2A = {0, 0, 0, 0};// {FwrdRun, RevrRun, Reset, TorqRef}
119 const Uint32 ON = 1;
120 const Uint32 OFF = 0;
```

```
121
122 float t1;
123 float t2;
124 float t3;
125 float t4;
126 float elapsed;
127 float elapsed2;
128
129
130 #ifdef MODEL_FREE
131
132     PHASE_DATA PhaseMidCurrMeas   = {0,0,0,0,0,0,0,0,0};
133     ABXY_DATA  abxyDeltaRef       = {0,0,0,0,0,0};
134     ABXY_DATA  abxyDeltaError     = {0,0,0,0,0,0};
135
136     ABXY_DATA abxyCurrMeas_km1 = {0,0,0,0,0,0};
137     ABXY_DATA abxyCurrMeas_k   = {0,0,0,0,0,0};
138     ABXY_DATA abxyCurrMeas_kp1 = {0,0,0,0,0,0};
139     ABXY_DATA abxyCurrMeas_kpm = {0,0,0,0,0,0};
140     ABXY_DATA deltaCurr0_k     = {0,0,0,0,0,0};
141     Uint16 synchADC = 0;
142
143     const float  Va[18] ={ 1.0000, 0.9397, 0.7660, 0.5000, 0.1736,-0.1736,
    -0.5000,-0.7660,-0.9397,-1.0000,-0.9397,-0.7660,-0.5000,-0.1736, 0.1736,
    0.5000, 0.7660, 0.9397};
144     const float  Vb[18] ={ 0.0000, 0.3420, 0.6428, 0.8660, 0.9848, 0.9848,
    0.8660, 0.6428, 0.3420, 0.0000,-0.3420,-0.6428,-0.8660,-0.9848,-0.9848,
    -0.8660,-0.6428,-0.3420};
145     const float Vx1[18] ={-0.1848, 0.1416,-0.0321,-0.0924, 0.1736,-0.1736,
    0.0924, 0.0321,-0.1416, 0.1848,-0.1416, 0.0321, 0.0924,-0.1736, 0.1736,
    -0.0924,-0.0321, 0.1416};
146     const float Vy1[18] ={ 0.0000, 0.1188,-0.1820, 0.1600,-0.0632,-0.0632,
    0.1600,-0.1820, 0.1188,-0.0000,-0.1188, 0.1820,-0.1600, 0.0632, 0.0632,
    -0.1600, 0.1820,-0.1188};
147     const float Vx2[18] ={ 0.2267,-0.0394,-0.2130, 0.1133, 0.1736,-0.1736,
    -0.1133, 0.2130, 0.0394,-0.2267, 0.0394, 0.2130,-0.1133,-0.1736, 0.1736,
    0.1133,-0.2130,-0.0394};
148     const float Vy2[18] ={ 0.0000,-0.2232, 0.0775, 0.1963,-0.1457,-0.1457,
    0.1963, 0.0775,-0.2232, 0.0000, 0.2232,-0.0775,-0.1963, 0.1457, 0.1457,
    -0.1963,-0.0775, 0.2232};
149
150     // Normalization variables
```

```
151     float mod_delta_ab  = 0;
152
153     float mod_ab  = 0;
154     float mod_xy1 = 0;
155     float mod_xy2 = 0;
156
157     float V0[6] = {0,0,0,0,0,0};
158     float rate  = 1/RATE;
159
160     #ifdef CF_SCAL_PROD
161             ABXY_DATA vabxy = {0,0,0,0,0,0};
162             const float Kxy1_SP = KXY1_SP;
163             const float Kxy2_SP = KXY2_SP;
164     #endif
165 #endif
166
167 #if defined(MPC) || defined(MPCta)
168
169 ABXY_DATA GAMMA_V[19]={{ 0.6399,-0.0000,-0.1182, 0.0000, 0.1450,-0.0000},
170                        { 0.6013, 0.2188, 0.0906, 0.0760,-0.0252,-0.1428},
171                        { 0.4902, 0.4113,-0.0205,-0.1164,-0.1363, 0.0496},
172                        { 0.3199, 0.5541,-0.0591, 0.1024, 0.0725, 0.1256},
173                        { 0.1111, 0.6301, 0.1111,-0.0404, 0.1111,-0.0932},
174                        {-0.1111, 0.6301,-0.1111,-0.0404,-0.1111,-0.0932},
175                        {-0.3199, 0.5541, 0.0591, 0.1024,-0.0725, 0.1256},
176                        {-0.4902, 0.4113, 0.0205,-0.1164, 0.1363, 0.0496},
177                        {-0.6013, 0.2188,-0.0906, 0.0760, 0.0252,-0.1428},
178                        {-0.6399, 0.0000, 0.1182,-0.0000,-0.1450, 0.0000},
179                        {-0.6013,-0.2188,-0.0906,-0.0760, 0.0252, 0.1428},
180                        {-0.4902,-0.4113, 0.0205, 0.1164, 0.1363,-0.0496},
181                        {-0.3199,-0.5541, 0.0591,-0.1024,-0.0725,-0.1256},
182                        {-0.1111,-0.6301,-0.1111, 0.0404,-0.1111, 0.0932},
183                        { 0.1111,-0.6301, 0.1111, 0.0404, 0.1111, 0.0932},
184                        { 0.3199,-0.5541,-0.0591,-0.1024, 0.0725,-0.1256},
185                        { 0.4902,-0.4113,-0.0205, 0.1164,-0.1363,-0.0496},
186                        { 0.6013,-0.2188, 0.0906,-0.0760,-0.0252, 0.1428},
187                        { .000, 0.000, 0.0000 0.0000,0.0000, .0000}};
188     DMATRIX FI    = {FIc11(1/CTRLF), FIc22(1/CTRLF), FIc33(1/CTRLF),
    FIc44(1/CTRLF), FIc55(1/CTRLF), FIc66(1/CTRLF)};
189     DMATRIX GAMMA = {GAMMA11(1/CTRLF), GAMMA22(1/CTRLF), GAMMA33(1/CTRLF),
    GAMMA44(1/CTRLF), GAMMA55(1/CTRLF), GAMMA66(1/CTRLF)};
190     const float a12     = A12(1/CTRLF)    ;
```

```
191     const float a21     = A21(1/CTRLF)    ;
192     const float delta21 = DELTA21(1/CTRLF);
193
194     ABXY_DATA  abxyCurrkp1     ={0,0,0,0,0,0};//{alpha,beta,x1,y1,x2,y2}
195     ABXY_DATA  abxyCurrkp2     ={0,0,0,0,0,0};//{alpha,beta,x1,y1,x2,y2}
196     ABXY_DATA  abxyCurrkp2cnst ={0,0,0,0,0,0};//{alpha,beta,x1,y1,x2,y2}
197     ABXY_DATA  abxyerror       ={0,0,0,0,0,0};//{alpha,beta,x1,y1,x2,y2}
198
199     DQXY_DATA  dqxyVoltk   = {0,0,0,0,0,0};//{ d, q, x1, y1, x2, y2}
200     DQXY_DATA  dqxyVoltkp1 = {0,0,0,0,0,0};//{ d, q, x1, y1, x2, y2}
201
202     #ifdef MPCta
203     float ta         = 1;
204     float ta_opt     = 1;
205     float valpha_ref = 0;
206     float vbeta_ref  = 0;
207     float v_ref_mod  = 0;
208     float k_filt     = 0.4;
209     #endif
210 #endif
211
212 #ifdef FOC
213     // Currents PI variables
214     //{KP,KI , inte_k, inte_km1, error, error_km1}
215     PIDATA  ID  = {Kp_id, Ki_id, 0,0,0,0};
216     PIDATA  IQ  = {Kp_iq, Ki_iq, 0,0,0,0};
217     PIDATA  IX1 = {Kp_ix1,Ki_ix1,0,0,0,0};
218     PIDATA  IY1 = {Kp_iy1,Ki_iy1,0,0,0,0};
219     PIDATA  IX2 = {Kp_ix2,Ki_ix2,0,0,0,0};
220     PIDATA  IY2 = {Kp_iy2,Ki_iy2,0,0,0,0};
221     // Saturations
222     float Vn  = Vdc/2; // Carrier based Vmax
223     DQXY_DATA dqxyVoltSat={VD_MAX, 0, VXY_MAX, VXY_MAX, VXY_MAX, VXY_MAX};
224     //{ A1, B1, C1, A2, B2, C2, A3, B3, C3}
225     PHASE_DATA PhaseVoltMeas  = {0,0,0,0,0,0,0,0,0};
226     PHASE_DATA PhaseVoltRef   = {0,0,0,0,0,0,0,0,0};
227     PHASE_DATA PhaseVoltRefpu = {0,0,0,0,0,0,0,0,0};
228     //{ alpha, beta, x1, y1, x2, y2}
229     ABXY_DATA  abxyVoltMeas = {0,0,0,0,0,0};
230     ABXY_DATA  abxyVoltRef  = {0,0,0,0,0,0};
231     //{d, q, x1, y1, x2, y2}
232     DQXY_DATA  dqxyVoltRef = { 0, 0, 0, 0, 0, 0};
```

```
#endif

_iq mod_delta_ab_IQ = _IQ(0.0f);
```

Código I.5: Archivo principal del FOC.

```
//###########################################################################
//
// FILE:   MAIN_FOC.c
// TITLE:  Main project to control 9ph SiC converter
// VERSION: V0.1
// LAST EDITOR: RSG
// DATE: 21/07/2025
//
//###########################################################################
// Included Files
#include "lablib.h"
#include "data_type.h"

#ifdef FOC
////////////////////////////////////////////////////////////////////
//////////////////////        MAIN        //////////////////////////
////////////////////////////////////////////////////////////////////
void main(void){

    dqxyVoltSat.q = VQ_MAX;
    g_experiment.strSize = sizeof(g_experiment);
    g_experiment.startTime = 0.9f*tup;

    InitSysCtrl();
    InitGpio();
    DINT; //Clean all the interruptions
    InitPieCtrl();
    // Disable all the CPU interruptions
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;
    InitPieVectTable();
    // ADC initialization
    ADC_init();
    eQEP_init();
    // Definition of the new defined interruptions
    EALLOW;
    PieVectTable.ADCA1_INT  = &adca1_isr;//function for ADCA interrupt 1
```

```
38      PieVectTable.EQEP1_INT  = &eQEP_isr;//Interrupt service routine
    for Enhanced Quadrature Encoder Pulse 1. (custom)
39      PieVectTable.EPWM1_INT  = &synchronous_isr;
40      EDIS;
41
42      InitCpuTimers();
43      ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 200, (Uint32)((float)2e6)*Tm);
44      CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4000;
45      // Configure GPIO
46      ConfigureGPIO();
47      // Configure EPWM
48      InitEPWM();
49      // Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
50      IER |= M_INT1; //Enable group 1 interrupts
51      IER |= M_INT3; //Enable group 3 interrupts
52      IER |= M_INT5;
53      // Activacion de las interrupciones
54      PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1  = 1;  // ADC  interrupt
55      PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1  = 1;
56      PieCtrlRegs.PIEIER5.bit.INTx1  = 1;
57      EINT;  // Enable Global interrupt INTM
58      ERTM;  // Enable Global realtime interrupt DBGM
59      EALLOW;
60      CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;//Synchronization of all EPWM clocks
61      EDIS;
62      CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 0;       // start timer0
63
64      while(cont < 2*seg)
65      {
66          while(synch == 0);
67          synch = 0;
68          cont++;
69          // First converter
70          EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5333;
71          EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
72          EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
73          // Second converter
74          EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
75          EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
76          EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
77          // Third converter
78          EPwm7Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
```

```
79          EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
80          EPwm9Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
81      }
82
83      cont = 0;
84      EQep1Regs.QPOSCNT = 0;
85      rotor.thetae = 0;
86
87      while(cont < tsim*seg)
88      {
89           t1 = GET_LOC_TIME(CpuTimer0);
90           driveSET();
91           vel_profile();
92          /*-------------------------- SPEED PI -------------------------*/
93          omega.error = rotor.wm_ref - rotor.wm_k_filt;
94          omega.inte_k =KINTE*(omega.error+omega.error_km1)+omega.inte_km1;
95          dqxyCurrRef.q = omega.KP*(omega.error + omega.KI*omega.inte_k);
96          //SATURATION
97          if (dqxyCurrRef.q >= dqxyCurrSat.q)
98          {
99              dqxyCurrRef.q = dqxyCurrSat.q;
100         }
101         else if (dqxyCurrRef.q <= -dqxyCurrSat.q)
102         {
103             dqxyCurrRef.q = -dqxyCurrSat.q;
104         }
105
106         // UPDATE VARIABLES
107         omega.error_km1 = omega.error;
108         omega.inte_km1  = omega.inte_k;
109
110         sintheta = sinf(rotor.thetae);
111         costheta = cosf(rotor.thetae);
112
113         // Dentro del bucle de adquisiciÃ³n
114          if (cont > g_experiment.startTime * seg && end_guardado == 0)
115          {
116             data_l++;
117             if (data_l == DEC)
118             {
119                 if (incr < LEN)
120                 {
```

```
121                     dataLogging(); //Guardar SD
122                     incr++;
123                     data_l = 0;
124                     if (incr == LEN)
125                     {
126                         end_guardado = 1;
127                         g_experiment.thetaend = rotor.thetae;
128                     }
129                 }
130             }
131          }
132         // Transformada de Clarke (abc -> abxy)
133         abxyCurrMeas.alpha = CLARKE_ALPHA(PhaseCurrMeas);
134         abxyCurrMeas.beta  = CLARKE_BETA(PhaseCurrMeas) ;
135         abxyCurrMeas.x1    = CLARKE_X1(PhaseCurrMeas);
136         abxyCurrMeas.y1    = CLARKE_Y1(PhaseCurrMeas);
137         abxyCurrMeas.x2    = CLARKE_X2(PhaseCurrMeas);
138         abxyCurrMeas.y2    = CLARKE_Y2(PhaseCurrMeas);
139         // Transformada de Park (abxy -> dqxy)
140         dqxyCurrMeas.d    = PARK_D(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
141         dqxyCurrMeas.q    = PARK_Q(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
142         dqxyCurrMeas.x1   = PARK_X1(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
143         dqxyCurrMeas.y1   = PARK_Y1(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
144         dqxyCurrMeas.x2   = PARK_X2(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
145         dqxyCurrMeas.y2   = PARK_Y2(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
146
147         /*---------------------- PI: D current --------------------*/
148         ID.error = dqxyCurrRef.d - dqxyCurrMeas.d;
149         ID.inte_k = KINTE*(ID.error + ID.error_km1) + ID.inte_km1;
150         dqxyVoltRef.d = ID.KP*(ID.error + ID.KI*ID.inte_k);
151         if (dqxyVoltRef.d >= dqxyVoltSat.d)
152         {
153             dqxyVoltRef.d = dqxyVoltSat.d;
154         }
155         else if (dqxyVoltRef.d <= -dqxyVoltSat.d)
156         {
157             dqxyVoltRef.d = -dqxyVoltSat.d;
158         }
159         ID.error_km1 = ID.error;
160         ID.inte_km1 = ID.inte_k;
161
162         /*---------------------- PI: D current --------------------*/
```

```
163         IQ.error = dqxyCurrRef.q - dqxyCurrMeas.q;
164         IQ.inte_k = KINTE*(IQ.error + IQ.error_km1) + IQ.inte_km1;
165         dqxyVoltRef.q = IQ.KP*(IQ.error + IQ.KI*IQ.inte_k);
166         if (dqxyVoltRef.q >= dqxyVoltSat.q)
167         {
168             dqxyVoltRef.q = dqxyVoltSat.q;
169         }
170         else if (dqxyVoltRef.q <= -dqxyVoltSat.q)
171         {
172             dqxyVoltRef.q = -dqxyVoltSat.q;
173         }
174         IQ.error_km1 = IQ.error;
175         IQ.inte_km1 = IQ.inte_k;
176 
177         /*---------------------- PI: X1 current --------------------*/
178         IX1.error = dqxyCurrRef.x1 - dqxyCurrMeas.x1;
179         IX1.inte_k = KINTE*(IX1.error + IX1.error_km1) + IX1.inte_km1;
180         dqxyVoltRef.x1 = IX1.KP*(IX1.error + IX1.KI*IX1.inte_k);
181         if (dqxyVoltRef.x1 >= dqxyVoltSat.x1)
182         {
183             dqxyVoltRef.x1 = dqxyVoltSat.x1;
184         }
185         else if (dqxyVoltRef.x1 <= -dqxyVoltSat.x1)
186         {
187             dqxyVoltRef.x1 = -dqxyVoltSat.x1;
188         }
189         IX1.error_km1 = IX1.error;
190         IX1.inte_km1 = IX1.inte_k;
191 
192         /*---------------------- PI: Y1 current --------------------*/
193         IY1.error = dqxyCurrRef.y1 - dqxyCurrMeas.y1;
194         IY1.inte_k = KINTE*(IY1.error + IY1.error_km1) + IY1.inte_km1;
195         dqxyVoltRef.y1 = IY1.KP*(IY1.error + IY1.KI*IY1.inte_k);
196         if (dqxyVoltRef.y1 >= dqxyVoltSat.y1)
197         {
198             dqxyVoltRef.y1 = dqxyVoltSat.y1;
199         }
200         else if (dqxyVoltRef.y1 <= -dqxyVoltSat.y1)
201         {
202             dqxyVoltRef.y1 = -dqxyVoltSat.y1;
203         }
204         IY1.error_km1 = IY1.error;
```

```
205         IY1.inte_km1 = IY1.inte_k;
206
207         /*---------------------- PI: X2 current --------------------*/
208         IX2.error = dqxyCurrRef.x2 - dqxyCurrMeas.x2;
209         IX2.inte_k = KINTE*(IX2.error + IX2.error_km1) + IX2.inte_km1;
210         dqxyVoltRef.x2 = IX2.KP*(IX2.error + IX2.KI*IX2.inte_k);
211         if (dqxyVoltRef.x2 >= dqxyVoltSat.x2)
212         {
213             dqxyVoltRef.x2 = dqxyVoltSat.x2;
214         }
215         else if (dqxyVoltRef.x2 <= -dqxyVoltSat.x2)
216         {
217             dqxyVoltRef.x2 = -dqxyVoltSat.x2;
218         }
219         IX2.error_km1 = IX2.error;
220         IX2.inte_km1 = IX2.inte_k;
221
222         /*---------------------- PI: Y2 current --------------------*/
223         IY2.error = dqxyCurrRef.y2 - dqxyCurrMeas.y2;
224         IY2.inte_k = KINTE*(IY2.error + IY2.error_km1) + IY2.inte_km1;
225         dqxyVoltRef.y2 = IY2.KP*(IY2.error + IY2.KI*IY2.inte_k);
226         if (dqxyVoltRef.y2 >= dqxyVoltSat.y2)
227         {
228             dqxyVoltRef.y2 = dqxyVoltSat.y2;
229         }
230         else if (dqxyVoltRef.y2 <= -dqxyVoltSat.y2)
231         {
232             dqxyVoltRef.y2 = -dqxyVoltSat.y2;
233         }
234         IY2.error_km1 = IY2.error;
235         IY2.inte_km1 = IY2.inte_k;
236
237         // Transformada inversa de Park (dqxy -> abxy)
238         abxyVoltRef.alpha = INV_PARK_AlPHA(dqxyVoltRef);
239         abxyVoltRef.beta  = INV_PARK_BETA(dqxyVoltRef);
240         abxyVoltRef.x1    = INV_PARK_X1(dqxyVoltRef);
241         abxyVoltRef.y1    = INV_PARK_Y1(dqxyVoltRef);
242         abxyVoltRef.x2    = INV_PARK_X2(dqxyVoltRef);
243         abxyVoltRef.y2    = INV_PARK_Y2(dqxyVoltRef);
244         // Transformada inversa de Clarke (abxy -> abc)
245         PhaseVoltRef.A1 = INV_CLARKE_A1(abxyVoltRef);
246         PhaseVoltRef.B1 = INV_CLARKE_B1(abxyVoltRef);
```

```
247         PhaseVoltRef.C1 = INV_CLARKE_C1(abxyVoltRef);
248         PhaseVoltRef.A2 = INV_CLARKE_A2(abxyVoltRef);
249         PhaseVoltRef.B2 = INV_CLARKE_B2(abxyVoltRef);
250         PhaseVoltRef.C2 = INV_CLARKE_C2(abxyVoltRef);
251         PhaseVoltRef.A3 = INV_CLARKE_A3(abxyVoltRef);
252         PhaseVoltRef.B3 = INV_CLARKE_B3(abxyVoltRef);
253         PhaseVoltRef.C3 = INV_CLARKE_C3(abxyVoltRef);
254         // Signal adaptation
255         PhaseVoltRefpu.A1 = (PhaseVoltRef.A1/Vn + 1)*0.5;
256         PhaseVoltRefpu.B1 = (PhaseVoltRef.B1/Vn + 1)*0.5;
257         PhaseVoltRefpu.C1 = (PhaseVoltRef.C1/Vn + 1)*0.5;
258         PhaseVoltRefpu.A2 = (PhaseVoltRef.A2/Vn + 1)*0.5;
259         PhaseVoltRefpu.B2 = (PhaseVoltRef.B2/Vn + 1)*0.5;
260         PhaseVoltRefpu.C2 = (PhaseVoltRef.C2/Vn + 1)*0.5;
261         PhaseVoltRefpu.A3 = (PhaseVoltRef.A3/Vn + 1)*0.5;
262         PhaseVoltRefpu.B3 = (PhaseVoltRef.B3/Vn + 1)*0.5;
263         PhaseVoltRefpu.C3 = (PhaseVoltRef.C3/Vn + 1)*0.5;
264
265         while(synch == 0);synch = 0;cont++;
266
267         /*------------------- ACTUACIÓN ---------------------*/
268         Control_Action_Settings();
269
270         t2 = GET_LOC_TIME(CpuTimer0);elapsed = fabs(t1 - t2);
271         }
272
273         g_experiment.SwFrequency *= ((float)
(CTRLF/((g_experiment.dataLEN*18.0f*g_experiment.Decimation))));
274         GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO39 = 1;
275
276         EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
277         EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
278         EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
279         EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
280         EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
281         EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
282         EPwm7Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
283         EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
284         EPwm9Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
285
286         EPwm10Regs.CMPA.bit.CMPA = PWM_PERIOD_Q2A*0;
287     }
```

```
288 ////////////////////////////////////////////////////////////////
289 ////////////////////      END MAIN      ////////////////////////
290 ////////////////////////////////////////////////////////////////
291 #endif
```

Código I.6: Archivo principal del MPC y MPC-ta.

```
1  //###########################################################################
2  //
3  // FILE:   MAIN_MPC.c
4  // TITLE:  Main project to control 9ph SiC converter
5  // VERSION: V0.1
6  // LAST EDITOR: RSG & PMM
7  // DATE: 21/07/2025
8  //
9  //###########################################################################
10 // Included Files
11 #include "lablib.h"
12 #include "data_type.h"
13
14 #if defined(MPC) || defined(MPCta)
15 ////////////////////////////////////////////////////////////////
16 ////////////////////        MAIN        ////////////////////////
17 ////////////////////////////////////////////////////////////////
18 void main(void){
19     int k = 0;
20     for(k = 0; k<19; k++)
21     {
22         GAMMA_V[k].alpha *= GAMMA11(Tm) * Vdc;
23         GAMMA_V[k].beta  *= GAMMA22(Tm) * Vdc;
24         GAMMA_V[k].x1    *= GAMMA33(Tm) * Vdc;
25         GAMMA_V[k].y1    *= GAMMA44(Tm) * Vdc;
26         GAMMA_V[k].x2    *= GAMMA55(Tm) * Vdc;
27         GAMMA_V[k].y2    *= GAMMA66(Tm) * Vdc;
28     }
29     g_experiment.strSize = sizeof(g_experiment);
30     g_experiment.startTime = 0.9f*tup;
31
32     InitSysCtrl();
33     InitGpio();
34     DINT; //Clean all the interruptions
35     InitPieCtrl();
36     // Disable all the CPU interruptions
```

```
37      IER = 0x0000;
38      IFR = 0x0000;
39      InitPieVectTable();
40      // ADC initialization
41      ADC_init();
42      eQEP_init();
43      // Definition of the new defined interruptions
44      EALLOW;
45      PieVectTable.ADCA1_INT  = &adca1_isr; //function for ADCA interrupt 1
46      PieVectTable.EQEP1_INT  = &eQEP_isr;  //Interrupt service routine for
    Enhanced Quadrature Encoder Pulse 1. (custom)
47      PieVectTable.EPWM1_INT  = &synchronous_isr;
48      EDIS;
49      InitCpuTimers();
50      ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 200, (Uint32)((float)2e6)*Tm);
51      CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4000;
52      // Configure GPIO
53      ConfigureGPIO();
54      // Configure EPWM
55      InitEPWM();
56      //Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
57      IER |= M_INT1; //Enable group 1 interrupts
58      IER |= M_INT3; //Enable group 3 interrupts
59      IER |= M_INT5;
60      // Activacion de las interrupciones
61      PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1  = 1; // ADC  interrupt
62      PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1  = 1;
63      PieCtrlRegs.PIEIER5.bit.INTx1  = 1;
64      EINT;  // Enable Global interrupt INTM
65      ERTM;  // Enable Global realtime interrupt DBGM
66      EALLOW;
67      CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC=1;//Synchronization of all EPWM clocks
68      EDIS;
69      CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 0;     // start timer0
70
71      while(cont < 2*seg)
72      {
73          while(synch == 0);
74          synch = 0;
75          cont++;
76          // First converter
77          EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5333;
```

```
78          EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
79          EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
80          // Second converter
81          EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
82          EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
83          EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
84          // Third converter
85          EPwm7Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
86          EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
87          EPwm9Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0.5;
88      }
89      cont = 0;
90      EQep1Regs.QPOSCNT = 0;
91      rotor.thetae = 0;
92      while(cont < tsim*seg)
93      {
94           t1 = GET_LOC_TIME(CpuTimer0);
95           driveSET();
96           vel_profile();
97          /*---------------------- SPEED PI -------------------------*/
98          omega.error = rotor.wm_ref - rotor.wm_k_filt;
99          omega.inte_k =KINTE*(omega.error+omega.error_km1)+omega.inte_km1;
100         dqxyCurrRef.q = omega.KP*(omega.error + omega.KI*omega.inte_k);
101         //SATURATION
102         if (dqxyCurrRef.q >= dqxyCurrSat.q)
103         {
104             dqxyCurrRef.q = dqxyCurrSat.q;
105         }
106         else if (dqxyCurrRef.q <= -dqxyCurrSat.q)
107         {
108             dqxyCurrRef.q = -dqxyCurrSat.q;
109         }
110         // UPDATE VARIABLES
111         omega.error_km1 = omega.error;
112         omega.inte_km1  = omega.inte_k;
113
114         sintheta = sinf(rotor.thetae);
115         costheta = cosf(rotor.thetae);
116
117         // Dentro del bucle de adquisición
118          if (cont > g_experiment.startTime * seg && end_guardado == 0)
119          {
```

```
120             data_l++;
121             if (data_l == DEC)
122             {
123                 if (incr < LEN)
124                 {
125                     dataLogging(); //Guardar SD
126                     incr++;
127                     data_l = 0;
128                     if (incr == LEN)
129                     {
130                         end_guardado = 1;
131                         g_experiment.thetaend = rotor.thetae;
132                     }
133                 }
134             }
135          }
136          // Reference current
137          abxyCurrRef.alpha = INV_PARK_AlPHA(dqxyCurrRef);
138          abxyCurrRef.beta  = INV_PARK_BETA(dqxyCurrRef);
139         // Transformada de Clarke (abc -> abxy)
140         abxyCurrMeas.alpha = CLARKE_ALPHA(PhaseCurrMeas);
141         abxyCurrMeas.beta  = CLARKE_BETA(PhaseCurrMeas) ;
142         abxyCurrMeas.x1    = CLARKE_X1(PhaseCurrMeas);
143         abxyCurrMeas.y1    = CLARKE_Y1(PhaseCurrMeas);
144         abxyCurrMeas.x2    = CLARKE_X2(PhaseCurrMeas);
145         abxyCurrMeas.y2    = CLARKE_Y2(PhaseCurrMeas);
146         // Transformada de Park (abxy -> dqxy)
147         dqxyCurrMeas.d    = PARK_D(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
148         dqxyCurrMeas.q    = PARK_Q(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
149         dqxyCurrMeas.x1   = PARK_X1(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
150         dqxyCurrMeas.y1   = PARK_Y1(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
151         dqxyCurrMeas.x2   = PARK_X2(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
152         dqxyCurrMeas.y2   = PARK_Y2(abxyCurrMeas,costheta,sintheta);
153
154         /*--------------------- OPEN-LOOP OBSERVER --------------------*/
155         // K+1 CURRENTS
156         #ifdef MPCta
157         abxyCurrkp1.alpha = FI.c11*abxyCurrMeas.alpha + a12*rotor.we_k*
    abxyCurrMeas.beta + ta*GAMMA_V[x_opt].alpha - delta21*rotor.we_k*sintheta;
158         abxyCurrkp1.beta  = a21*rotor.we_k*abxyCurrMeas.alpha + FI.c22*
    abxyCurrMeas.beta + ta*GAMMA_V[x_opt].beta + delta21*rotor.we_k*costheta;
159         abxyCurrkp1.x1    = FI.c33*abxyCurrMeas.x1 + ta*GAMMA_V[x_opt].x1;
```

```
160         abxyCurrkp1.y1    = FI.c44*abxyCurrMeas.y1 + ta*GAMMA_V[x_opt].y1;
161         abxyCurrkp1.x2    = FI.c55*abxyCurrMeas.x2 + ta*GAMMA_V[x_opt].x2;
162         abxyCurrkp1.y2    = FI.c66*abxyCurrMeas.y2 + ta*GAMMA_V[x_opt].y2;
163         #elif
164         abxyCurrkp1.alpha = FI.c11*abxyCurrMeas.alpha + a12*rotor.we_k*
    abxyCurrMeas.beta + GAMMA_V[x_opt].alpha - delta21*rotor.we_k*sintheta;
165         abxyCurrkp1.beta  = a21*rotor.we_k*abxyCurrMeas.alpha + FI.c22*
    abxyCurrMeas.beta + GAMMA_V[x_opt].beta + delta21*rotor.we_k*costheta;
166         abxyCurrkp1.x1    = FI.c33*abxyCurrMeas.x1 + GAMMA_V[x_opt].x1;
167         abxyCurrkp1.y1    = FI.c44*abxyCurrMeas.y1 + GAMMA_V[x_opt].y1;
168         abxyCurrkp1.x2    = FI.c55*abxyCurrMeas.x2 + GAMMA_V[x_opt].x2;
169         abxyCurrkp1.y2    = FI.c66*abxyCurrMeas.y2 + GAMMA_V[x_opt].y2;
170         #endif
171         // K+2 CURRENTS (CONSTANT)
172         abxyCurrkp2cnst.alpha = FI.c11*abxyCurrkp1.alpha + a12*rotor.we_k*
    abxyCurrkp1.beta - delta21*rotor.we_k*sintheta;
173         abxyCurrkp2cnst.beta  = a21*rotor.we_k*abxyCurrkp1.alpha + FI.c22*
    abxyCurrkp1.beta + delta21*rotor.we_k*costheta;
174         abxyCurrkp2cnst.x1    = FI.c33*abxyCurrkp1.x1;
175         abxyCurrkp2cnst.y1    = FI.c44*abxyCurrkp1.y1;
176         abxyCurrkp2cnst.x2    = FI.c55*abxyCurrkp1.x2;
177         abxyCurrkp2cnst.y2    = FI.c66*abxyCurrkp1.y2;
178
179         if (cont > g_experiment.startTime * seg && end_guardado == 0)
180          {
181             conm_diff();
182          }
183
184         #ifdef MPCta
185         /*--------------------- ta CALCULATION ---------------------*/
186         //Vref = inv(GAMMA) * (dq_ref - FI*xkp1 - DELTA);
187         valpha_ref = (abxyCurrRef.alpha - FI.c11*abxyCurrkp1.alpha -
    a12*rotor.we_k*abxyCurrkp1.beta+delta21*rotor.we_k*sintheta)/GAMMA11(Tm);
188         vbeta_ref  = (abxyCurrRef.beta  - FI.c22*abxyCurrkp1.beta  -
    a21*rotor.we_k*abxyCurrkp1.alpha-delta21*rotor.we_k*costheta)/GAMMA22(Tm);
189         v_ref_mod = sqrt(valpha_ref*valpha_ref + vbeta_ref*vbeta_ref);
190
191         if (v_ref_mod > Vdc*0.64)
192         {
193             ta_opt = 0.9999;
194         }else
195         {
```

```
196             ta_opt = v_ref_mod/(Vdc*0.64);
197         }
198         ta = k_filt*ta_opt + (1-k_filt)*ta;
199         #endif
200 
201         /*--------------- VOLTAGE VECTOR OPTIMIZATION ---------------*/
202         Jopt = 9999999999999;x_opt_km1  = x_opt;
203         for (k=0; k<19 ; k++)
204         {
205             // K+2 CURRENTS (VARIABLE)
206             #ifdef MPCta
207             abxyCurrkp2.alpha= abxyCurrkp2cnst.alpha+ ta*GAMMA_V[k].alpha;
208             abxyCurrkp2.beta = abxyCurrkp2cnst.beta + ta*GAMMA_V[k].beta;
209             abxyCurrkp2.x1   = abxyCurrkp2cnst.x1   + ta*GAMMA_V[k].x1;
210             abxyCurrkp2.y1   = abxyCurrkp2cnst.y1   + ta*GAMMA_V[k].y1;
211             abxyCurrkp2.x2   = abxyCurrkp2cnst.x2   + ta*GAMMA_V[k].x2;
212             abxyCurrkp2.y2   = abxyCurrkp2cnst.y2   + ta*GAMMA_V[k].y2;
213             #elif
214             abxyCurrkp2.alpha= abxyCurrkp2cnst.alpha+ GAMMA_V[k].alpha;
215             abxyCurrkp2.beta = abxyCurrkp2cnst.beta + GAMMA_V[k].beta;
216             abxyCurrkp2.x1   = abxyCurrkp2cnst.x1   + GAMMA_V[k].x1;
217             abxyCurrkp2.y1   = abxyCurrkp2cnst.y1   + GAMMA_V[k].y1;
218             abxyCurrkp2.x2   = abxyCurrkp2cnst.x2   + GAMMA_V[k].x2;
219             abxyCurrkp2.y2   = abxyCurrkp2cnst.y2   + GAMMA_V[k].y2;
220             #endif
221             // PREDICTION ERROR
222             abxyerror.alpha = abxyCurrRef.alpha - abxyCurrkp2.alpha;
223             abxyerror.beta  = abxyCurrRef.beta  - abxyCurrkp2.beta;
224             abxyerror.x1    = abxyCurrRef.x1    - abxyCurrkp2.x1;
225             abxyerror.y1    = abxyCurrRef.y1    - abxyCurrkp2.y1;
226             abxyerror.x2    = abxyCurrRef.x2    - abxyCurrkp2.x2;
227             abxyerror.y2    = abxyCurrRef.y2    - abxyCurrkp2.y2;
228 
229             Cf = CF_EVAL_MSE(abxyerror);
230             if(Jopt > Cf)
231             {
232                 x_opt = k;
233                 Jopt  = Cf;
234             }
235         }
236         while(synch == 0);synch = 0;cont++;
237 
```

```
238         /*------------------- ACTUACIÓN ---------------------*/
239         Control_Action_Settings();
240 
241         t2 = GET_LOC_TIME(CpuTimer0);elapsed = fabs(t1 - t2);
242         }
243         g_experiment.SwFrequency *= ((float)
    (CTRLF/((g_experiment.dataLEN*18.0f*g_experiment.Decimation))));
244         GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO39 = 1;
245 
246         EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
247         EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
248         EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
249         EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
250         EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
251         EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
252         EPwm7Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
253         EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
254         EPwm9Regs.CMPA.bit.CMPA = pwm_period_ctrl*0;
255 
256         EPwm10Regs.CMPA.bit.CMPA = PWM_PERIOD_Q2A*0;
257 
258     }
259 ////////////////////////////////////////////////////////////////
260 ////////////////////      END MAIN      ////////////////////////
261 ////////////////////////////////////////////////////////////////
262 #endif
```

Apéndice II: Generación de librería de perfil de velocidad en C con MATLAB

En este Apéndice se muestra el *script* de MATLAB con el que a partir de las variables que forman el perfil de velocidad procesadas se generan los archivos de la librería `Vel_profile` para incluirlos entre las librerías del proyecto en el programa del sistema experimental. Además, se muestran los fragmentos de los códigos generados de la librería.

Código II.1: Genera librería desde MATLAB.

```
1
2  LEN = length(vel_profile);
3  VAR = 2;
4  % Abrir o crear el archivo .txt
5  fileIDh = fopen('Vel_profile.h', 'w'); % 'w' para escribir
6  fileIDc = fopen('Vel_profile.c', 'w'); % 'w' para escribir
7
8  % 'Vel_profile.h'
9  fprintf(fileIDh, ['/* \n * Perfil de velocidad con paso de tiempo ...
10 variable.\n * Formado por el conjunto de datos [tiempo, pendiente] en ...
11 Vel_profile.c \n * siendo el primer valor de pendiente la velocidad ...
12 inicial \n * \n */ \n \n']);
13
14 fprintf(fileIDh, '#ifndef VEL_PROFILE \n');
15 fprintf(fileIDh, '#define VEL_PROFILE \n \n');
16 fprintf(fileIDh, '// Macros \n');
17 fprintf(fileIDh, '#define LENVEL %d \n\n', LEN);
18 fprintf(fileIDh, '#define SPEEDINIT %2.4f \n\n', vel_profile(1));
19 fprintf(fileIDh, '#define SPEEDEND %2.4f \n\n', vel_profile(end));
20 fprintf(fileIDh, '#define TPROF %2.2f \n\n', time_profile(end)- ...
21 time_profile(1));
```

```
fprintf(fileIDh, '// variable global \n ');
fprintf(fileIDh, 'extern const float vel_prof[LENVEL][2]; \n ');
fprintf(fileIDh, '\n#endif /* VEL_PROFILE */ \n  \n');

% 'Vel_profile.c'
fprintf(fileIDc, '/* Datos de la variable Vel_prof[][] \n *\n');
fprintf(fileIDc, ' * [time, initial velocity] \n');
fprintf(fileIDc, ' * [time, slope1] \n');
fprintf(fileIDc, ' * [time, slope2] \n');
fprintf(fileIDc, ' * [... , ...   ] \n');
fprintf(fileIDc, ' * [time, slopeN] \n * \n */ \n ');
% Almacenamiento del perfil en la variable vel_prof[][]
fprintf(fileIDc, '\n#include "Vel_profile.h" \n');
fprintf(fileIDc, '\nconst float vel_prof[LENVEL][%d] = {\n',VAR);
fprintf(fileIDc, '      {%2.2f,%2.4f}, // [time1, initial velocity] \n' ,...
time_profile(1)-time_profile(1), vel_profile(1));
for i = 2:LEN-1
    fprintf(fileIDc, '      {%2.2f,%2.4f}, // [time%d, slp%d] \n', ...
    time_profile(i)-time_profile(1), pend_profile(i-1), i, i-1);
end
fprintf(fileIDc, '      {%2.2f,%2.4f}// [time%d, slp%d] ', ...
time_profile(end)-time_profile(1), pend_profile(end-1), LEN, LEN-1);
fprintf(fileIDc, '\n};');

% Cerrar el archivo
fclose(fileIDh);
fclose(fileIDc);
```

Código II.2: Archivo "Vel_profile.h" para perfil de velocidad.

```
/*
 * Perfil de velocidad con paso de tiempo variable.
 * Formado por el conjunto de datos [tiempo, pendiente] en Vel_profile.c
 * siendo el primer valor de pendiente la velocidad inicial
 *
 */

#ifndef VEL_PROFILE
#define VEL_PROFILE

// Macros
#define LENVEL 251

```

```
14 #define SPEEDINIT 62.5581
15
16 #define SPEEDEND 54.9397
17
18 #define TPROF 5.00
19
20 // variable global
21  extern const float vel_prof[LENVEL][2];
22
23 #endif /* VEL_PROFILE */
```

Código II.3: Archivo "Vel_profile.h" para perfil de velocidad.

```
1  /*
2   * Perfil de velocidad con paso de tiempo variable.
3   * Formado por el conjunto de datos [tiempo, pendiente] en Vel_profile.c
4   * siendo el primer valor de pendiente la velocidad inicial
5   *
6   */
7
8  #ifndef VEL_PROFILE
9  #define VEL_PROFILE
10
11 // Macros
12 #define LENVEL 251
13 #define SPEEDINIT 62.5581
14 #define SPEEDEND 54.9397
15 #define TPROF 5.00
16
17 // variable global
18  extern const float vel_prof[LENVEL][2];
19
20 #endif /* VEL_PROFILE */
```

Código II.4: Archivo "Vel_profile.c" para perfil de velocidad.

```
1  /* Datos de la variable Vel_prof[][]
2   *
3   * [time, initial velocity]
4   * [time, slope1]
5   * [time, slope2]
6   * [... , ...   ]
7   * [time, slopeN]
8   *
```

```
 */

#include "Vel_profile.h"

const float vel_prof[LENVEL][2] = {
      {0.00,62.5581}, // [time1, initial velocity]
      {0.02,7.6358}, // [time2, slp1]
      {0.04,7.6358}, // [time3, slp2]
      ...
      {4.98,-6.5449}, // [time250, slp249]
      {5.00,-6.1631}// [time251, slp250]
};
```