



UNIVERSIDAD  
DE MÁLAGA

| **uma.es**



ESCUELA DE  
INGENIERÍAS  
INDUSTRIALES

## **ESCUELA DE INGENIERÍAS INDUSTRIALES**

**Departamento de Ingeniería Eléctrica.**

**Área de Ingeniería Eléctrica**

## **TRABAJO FIN DE MÁSTER**

---

**ANÁLISIS DE DATOS EN ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS NONAFÁSICOS  
PARA EL DISEÑO DE ESQUEMAS DE CONTROL DIRECTO SIN MODELO.**

---

Máster en Ingeniería Mecatrónica

Autor: José María Fernández Capacete

Tutor: Ignacio González Prieto

Cotutor: Juan Carrillo Ríos

Málaga, noviembre de 2024







## Agradecimientos

Bueno, llegados a este punto, si estoy escribiendo esta sección significa que estoy ultimando los detalles para entregar el trabajo, y, bueno, por tanto, ponerle un punto y final (o punto y coma o punto y aparte... nose, ¡Juuaan! ¿Qué pongo?) a este máster, al que accedí de una forma peculiar, no era el máster de mis sueños, pero se adaptaba perfectamente a las condiciones y circunstancias en las que me encontraba, recuerdo hablar con el coordinador y preguntarle, ¿Es posible superar el Máster mientras estoy trabajando? Su respuesta fue: “Es difícil, pero mucha gente lo hace, te costará más que a tus compañeros, pero lo superarás”. Y aquí estoy, acabando a día de hoy.

Estoy muy agradecido por haber cursado este máster, más allá de conocimientos técnicos, he aprendido mucho sobre la gestión del tiempo y, bueno me ha permitido vivir nuevas experiencias, continuando en clase con Jorge, la primera persona que conocí al entrar en la facultad y siempre hemos estado juntos, conociendo a nuevos compañeros, que más allá de compartir las clases, muchos se han convertido en verdaderos amigos míos ¡y de mi madre! Jose, Rebeca, no se me olvida que el día de mi cumpleaños pasasteis más tiempo con ella que conmigo!

Quería hacer una mención especial a Andrea, desde el primer día de clase, solo nos sabemos pelear, no la escucho cuando me da consejos para programar, pero, pese a eso su respuesta es: “ta bien, ta bien, animo, animo” y si sale mal, para ella no sale mal, sale “regulinchi”, aún así siempre se ofrece a todo, a lo que siempre estaré agradecido.

Y, PABLITOOO, ahora te toca a ti, eres una sorpresa que me ha regalado el máster, me encanta que eres tan multidisciplinario como yo, lo mismo eres un chico de campo, que lo mismo tienes que dar una clase a todos los del máster comenzando con: “Tu imagínate que eres tonto...”. En ti he descubierto una persona dispuesta ayudar a los demás, anteponiéndolo a tus tareas, a la misma vez que puedes ponerme un mote, compartir conmigo un discurso en la graduación o acordarte de mí en los momentos más importantes, pese a estar ocupado. Muchas gracias por ser mi compañero “tutor”.



Bueno, y como siempre, tito Fer, eres mi mayor regalo de la facultad, me convertiste en parte de tu familia, y, los dos sabemos lo que es estar pendiente de un trabajo final y, pese a estar agobiado, siempre me has echado una mano, incluso un brazo ya sea para despejarme o para trabajar, pese a que no sea tuyo, sin esperar nada a cambio, siempre has hecho que saque lo mejor de mí en todas mis disciplinas. Y, ya que estamos con la familia, tengo que agradecer siempre a mis padres por darme la oportunidad de estudiar, y, a mi madre, Cati, quien está presente en cada día de mi vida, pese a que en ocasiones te hable mal por mi agobio o porque no entiendas mi situación, siempre, cuando estoy mal, lo único en lo que pienso es en estar abrazado a ti y tus palabras de, “no pasa nada bonito”, “vale mucho”, hacen que pasen todos mis problemas, y sin tus ánimos cada día no podría estar aquí. Te amo. Irene, tú si que me comprendes y has pasado por los mismos pasos que yo, y es normal, porque como siempre te he dicho eres mi guía, mi referencia a seguir, el sitio donde me puedo refugiar cuando no sé dónde, esto es algo que siempre te agradeceré.

Como no podía faltar, lo dejo para el final porque no necesito un párrafo, necesito un TFM entero para agradecer a todo los compañeros del Lab. Rafa, Elmo, Raúl, Manu, me encanta veros crecer, y me he dado cuenta de que, he pasado de ser una referencia, a vosotros ser una mía, compartiendo laboratorio y viendo vuestro progreso, enhorabuena. Juanjo y Mario, las charlas en los cafés y el simple hecho de brindarme la oportunidad de estar en el laboratorio cuando quiera, siempre disponibles para cualquier dudilla, siempre me alegra y me ayuda. Y, bueno los tres que han hecho que salga esto, pese a mi frustración por que no salgan los resultados bien y no poder presentar, gracias a ello habéis sacado lo mejor de mí, mi ambición por el trabajo, que la tenía un poco oxidada y me habéis permitido sacar un trabajo del que estoy orgulloso, eso sí, no ha sido fácil. Juan, gracias por estar disponible siempre, (Domingos incluidos...) dispuesto a responderme cualquier duda, a darme un palo o una buena noticia. Gracias por empatizar conmigo en los malos momentos y, por compartir esos momentos de risa, tonterías... Ignacio, estando de baja de paternidad... te ha tocado cuidar de tus hijos, pero de la facultad... y es algo que valoro, que siempre has estado ahí, pese a la situación, ¡Espero que candelilla no se ponga muy celosa! Porque en los audios siempre me daba tips para mejorar la memoria. Y, pese a que no esté en el Lab, ¡Ángel, gracias por abrirme las puertas de la UPM y estar siempre dispuesto a una llamada!



# Índice

Resumen .....	11
Palabras clave .....	11
Capítulo 1: Introducción.....	15
1.1 Antecedentes.....	15
1.2 Objetivos.....	17
Capítulo 2: El vehículo eléctrico .....	19
2.1 Contexto histórico.....	19
2.2 Beneficios y limitaciones de los vehículos eléctricos. ....	23
2.3 Tipos de vehículos eléctricos.....	24
2.3.1 Vehículos eléctricos de baterías .....	25
2.3.2 Vehículos híbridos.....	25
2.3.3 Vehículos con asistencia eléctrica menor.....	27
2.4 Principales componentes en la ingeniería de vehículos eléctricos .....	29
2.5 El motor eléctrico .....	31
2.5.1 Máquina de corriente continua .....	32
2.5.2 Máquinas síncronas .....	33
2.5.3 Máquina asíncrona .....	33
2.6 Máquinas multifásicas .....	34



2.7 Convertidor electrónico de potencia.....	36
Capítulo 3: Modelado matemático .....	39
3.1 Introducción.....	39
3.2 Caso trifásico .....	40
3.2.1 Modelo de las fases .....	40
3.2.2 Transformada de Clarke $abc \rightarrow \alpha\beta$ .....	41
3.2.3 Transformada de Park $\alpha\beta \rightarrow dq$ .....	42
3.3 Particularización para máquina de nueve fases .....	44
3.4 Modelo del motor .....	46
3.5 Modelo del convertidor de tensión .....	50
3.6 Descomposición en espacios vectoriales.....	53
Capítulo 4: Esquema de control .....	55
4.1 Introducción.....	55
4.2 Control predictivo de modelo de control finito (FCS-MPC).....	57
4.3 Control predictivo libre de modelo.....	60
4.3.1 Tipos de MFPC .....	60
4.3.2 Ventajas y desventajas del MFPC .....	61
4.4 MFPC basado en tablas de consultas.....	63
4.4.1 Caso trifásico.....	63
4.4.2 Caso multifásico.....	65



4.5 Esquema de control propuesto.....	67
Capítulo 5: Análisis de las secuencias.....	71
5.1 Introducción.....	71
5.2 Estudio de las secuencias nulas y mixtas.....	72
5.3 Estudio de las secuencias activas.....	72
Capítulo 6: Simulación.....	79
6.1 Introducción.....	79
6.2 Modelo de la máquina .....	80
6.2.1 Subsistemas del modelo .....	81
6.2.2 Modelo en $d - q$ .....	82
6.3 Bloque de control.....	84
6.4 Bloque del convertidor .....	86
6.5 Simulador integral .....	87
6.6 Parámetros empleados .....	88
Capítulo 7: Resultados y análisis de la simulación .....	89
7.1 Introducción.....	89
7.2 Control FCS-MPC .....	90
7.2.1 Control en $\omega = 100 \text{ rpm}$ .....	90
7.2.2 Control en $\omega = 500 \text{ rpm}$ .....	92
7.2.3 Control en $\omega = 900 \text{ rpm}$ .....	95



7.2.4 Índices de calidad del FCS-MPC y variantes.....	97
7.3 Control MF-LUT .....	101
7.3.1 Control en $\omega = 100 \text{ rpm}$ .....	101
7.3.2 Control en $\omega = 500 \text{ rpm}$ .....	104
7.3.3 Control en $\omega = 900 \text{ rpm}$ .....	106
7.3.4 Problema del estancamiento.....	109
7.4 Control MF-LUT con algoritmo de antiestancamiento. ....	114
7.4.1 Control en $\omega = 100 \text{ rpm}$ .....	114
7.4.2 Control en $\omega = 500 \text{ rpm}$ .....	117
7.4.3 Control en $\omega = 900 \text{ rpm}$ .....	120
7.5 Comparación de resultados.....	123
7.5.1 FCS-MPC vs MF sin algoritmo de antiestancamiento.....	123
7.5.2 MF sin algoritmo de antiestancamiento vs MF con algoritmo de antiestancamiento .....	128
7.5.3 FCS-MPC vs MF con algoritmo de antiestancamiento.....	135
Capítulo 8: Conclusiones y líneas futuras .....	143
8.1 Conclusiones.....	143
8.2 Líneas futuras .....	147
Referencias .....	149
ÍNDICE DE TABLAS. ....	157
ÍNDICE DE FIGURAS.....	159

## RESUMEN

Los accionamientos eléctricos tienen cada día un rol más importante en numerosas aplicaciones industriales. En aquellos escenarios donde unos mayores requerimientos son necesarios, los accionamientos multifásicos se presentan como una alternativa a los accionamientos trifásicos. Prueba de ello es la adopción de esta tecnología por parte de reconocidas compañías del sector automovilístico, como Mercedes, BMW o Audi. Estos sistemas proporcionan mejoras significativas en eficiencia y fiabilidad, justificando así su elección sobre configuraciones tradicionales.

En este contexto, las estrategias de control sin modelo han mostrado ciertas ventajas sobre los esquemas basados en modelos, reduciendo, por ejemplo, la dependencia de parámetros. Este Trabajo Final de Máster comenzará analizando los vectores de tensión que se aplican en un accionamiento nonafásico ultraeficiente, y la posición relativa entre los mismos, esto se denomina análisis de las secuencias de disparo, y puede proporcionar información importante sobre las prestaciones de los distintos patrones de conmutación de un accionamiento eléctrico. Este análisis será utilizado para el diseño de un esquema de control directo sin modelo. Al esquema propuesto se le implementará además un algoritmo de antiestancamiento de las secuencias de disparo. Esta implementación busca mejorar las prestaciones proporcionadas por el esquema de regulación de velocidad.

## PALABRAS CLAVE

Accionamientos eléctricos, Control sin modelo, Máquina de imanes permanentes, Máquina nonafásica, Vehículos eléctricos.





## Abstract

Electric drives are playing an increasingly important role in many industrial applications. In scenarios where higher requirements are necessary, multi-phase drives are presented as an alternative to three-phase drives. Proof of this is the adoption of this technology by well-known automotive companies such as Mercedes, BMW and Audi. These systems provide significant improvements in efficiency and reliability, justifying their choice over traditional configurations.

In this context, model-free control strategies have shown certain advantages over model-based schemes, reducing, for example, parameter dependence. This Master's thesis will start by analysing the voltage vectors that are applied in an ultra-efficient non-phase drive, and the relative position between them, this is called firing sequence analysis, and can provide important information about the performance of different switching patterns of an electric drive. This analysis will be used for the design of a model-free direct control scheme. The proposed scheme will also be implemented with an anti-stalling algorithm for the firing sequences. This implementation aims to improve the performance provided by the speed regulation scheme.

## Keywords

Electric drives, Electric vehicles, Model-Free Control, Nine-phase machine, Permanent magnets synchronous machine.



# CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

## 1.1 ANTECEDENTES

La necesidad de mitigar el cambio climático y sus devastadores efectos continúa posicionándose como uno de los principales retos en la actualidad. Este hecho ha impulsado a la comunidad internacional a replantear el uso de combustibles fósiles, especialmente en sectores críticos como el transporte terrestre y marítimo. Desde la primera Conferencia Mundial sobre el Clima en 1979, se ha reconocido el cambio climático como un desafío global preeminente, llevando a múltiples conferencias internacionales y a la adopción de acuerdos significativos como el Protocolo de Kioto en 1997 y el Acuerdo de París en 2015 [1]. Estos acuerdos establecen metas ambiciosas para la reducción de gases de efecto invernadero y limitar el calentamiento global a un máximo de 1,5°C sobre los niveles preindustriales [2], ya que en la década de 2011-2020 ha aumentado la temperatura global más de 1°C respecto a esa referencia [3].

En Europa, la Unión Europea ha intensificado su compromiso con el medio ambiente a través del Pacto Verde Europeo, proclamando la emergencia climática en 2019 y estableciendo un objetivo de reducción de emisiones de gases de efecto invernadero del 55% para 2030, y la neutralidad climática para 2050 [4]. Parte de este pacto incluye el ambicioso plan de que todos los nuevos vehículos comercializados en la UE sean libres de emisiones de  $CO_2$  para 2035, resaltando la urgencia de avanzar hacia vehículos eléctricos como una solución vital para reducir las emisiones del sector del transporte por

carretera, responsable de una cuarta parte de las emisiones totales de gases de efecto invernadero en países como España.

Paralelamente, el sector del transporte marítimo, a pesar de ser el más eficiente en términos de consumo de combustible por tonelada transportada [5], sigue siendo un gran contribuyente a la contaminación atmosférica global debido al enorme volumen de toneladas que mueve anualmente. Este sector es responsable de una porción considerable de las emisiones globales de óxidos de nitrógeno, óxidos de azufre y dióxido de carbono, con una tendencia de aumento pronosticada para las próximas décadas debido al crecimiento continuo del comercio mundial [6]. Por lo tanto, es crítico que este sector también transite hacia sistemas de propulsión eléctrica como se ha adoptado en la estrategia inicial de la OMI (Organización Marítima Internacional) [7], utilizando avances tecnológicos recientes en electrónica de potencia y control de motores.

Por estos motivos, el grupo de investigación ACE-TI ubicado en el laboratorio 3.507 LII de la Escuela se encuentra investigando nuevas técnicas de control de motores, específicamente, motores multifásicos. Son varias las técnicas de control que se emplean en la actualidad destacando el control de flujo orientado (FOC: *Field-Oriented Control*) o el control basado en modelo predictivo (MPC: *Model Predictive Control*) en el cual se basa este trabajo. Algunas de sus ventajas son la flexibilidad a la hora de cumplir con objetivos de control, su rápida respuesta dinámica y su capacidad de trabajar a alto punto de operación [8], [9], [10]. Para poder aplicar este esquema de control, se necesita desarrollar un modelo de la máquina, lo que implica, conocer los parámetros de esta previamente. Sin embargo, existe una tendencia a usar distintos esquemas de control directo sin modelo (MFPC: *Model Free Predictive Control*) [11], gracias a su capacidad de funcionar sin requerir ensayos previos para determinar los parámetros de la máquina.

En este Trabajo de Fin de Máster se propone un esquema de control sin modelo mejorado con un algoritmo de antiestancamiento para una máquina eléctrica de nueve fases de imanes permanentes perteneciente al grupo de investigación ACE-TI, de la cual no se conocen sus parámetros. Este enfoque abre la puerta a las aplicaciones “*plug and play*” [12], donde el usuario no requerirá de realizar ensayos preliminares para poner en funcionamiento la máquina.

## 1.2 OBJETIVOS

El objetivo de este Trabajo de Fin de Máster es proponer, simular e implementar un nuevo esquema de control directo de altas prestaciones que opera sobre una máquina síncrona multifásica sin necesidad de conocer previamente sus parámetros eléctricos. Para ello, se llevará a cabo un estudio del estado del arte en máquinas nonafásicas y en esquemas de control sin modelo, con el fin de implementar este tipo de control en dicha máquina. El análisis de las diferentes secuencias de disparo es fundamental, ya que permite identificar cuáles son los vectores que se aplican en cada momento, evaluar si siguen un patrón específico y determinar si la secuencia de vectores contribuye a reducir la frecuencia de conmutación. Además, este análisis facilita la selección de las secuencias más efectivas para maximizar la productividad y minimizar las pérdidas, proporcionando una base sólida para el desarrollo del esquema de control directo propuesto.

Posteriormente, con el fin de validar el funcionamiento del esquema de control propuesto, se implementará un simulador de este accionamiento multifásico en "*Matlab-Simulink*".

Los objetivos secundarios que se establecen son:

- Familiarizarse con los componentes de los vehículos eléctricos y sus accionamientos.
- Actualización del estado del arte del control de motores multifásicos.
- Obtención de experiencia en la investigación de ingeniería de control y mecatrónica.
- Adquisición de conocimientos de *softwares* de simulación especializados en el control de motores.
- Análisis crítico e interpretación de los resultados.
- Elaboración de una memoria técnica detallada.





## CAPÍTULO 2: EL VEHÍCULO ELÉCTRICO

### 2.1 CONTEXTO HISTÓRICO

El calentamiento global y, por consiguiente, el cambio climático, es un hecho aceptado por los 194 países miembros de la ONU, son muchas las evidencias de que este hecho se debe a factores humanos, principalmente al uso de combustible fósiles. Pese a que en la década de los 70 no se conocía de manera cierta a que se debía, los avances tecnológicos permiten identificar cada vez con más precisión los motivos por los cuales la temperatura media global del planeta ha aumentado. Existe un consenso científico sobre el hecho de que el calentamiento global se debe a las emisiones antrópicas, como se refleja en el 97% de las investigaciones hechas sobre esta temática [13].

Una de las principales fuentes de contaminación son los motores de combustión. Debido a esto, los vehículos eléctricos se han presentado como una de las soluciones más viables con el fin de disminuir las emisiones de gases de efecto invernadero y reducir la dependencia de los combustibles fósiles. Sin embargo, aunque las principales asociaciones anticontaminación y el Grupo Intergubernamental de Expertos sobre el Cambio Climático (*IPCC*, por sus siglas en inglés) se han centrado en los vehículos terrestres, el transporte marítimo es aún más perjudicial. Los barcos se encuentran entre los mayores emisores de dióxido de carbono a la atmósfera [14]. La Organización Marítima Internacional (*OMI*) calcula que las embarcaciones de alta mar liberaron 1.120 millones toneladas métricas de dióxido de carbono en 2007 [14].

De hecho, un solo crucero puede emitir tanto  $CO_2$  como 12.000 coches [15]. Teniendo en cuenta que en el mundo hay alrededor de unos 90.000 buques mercantes y pese a que el transporte marítimo es el más eficiente en cuanto a consumo de combustible por tonelada transportada, las emisiones de los buques aumentan continuamente y se prevé que siga en aumento debido a continuo crecimiento del mercado internacional [16]. Esto se debe en parte a que el tamaño de estos grandes buques, también continúa aumentando llegando a ser tan grandes como la Torre Eiffel, tal y como se puede observar en la *Figura 1* [16].



Figura 1: Tamaño de los buques  
Fuente: Transporte marítimo internacional [17]

Aunque muchos consideran los vehículos eléctricos como una invención moderna, el primer vehículo impulsado por un sistema eléctrico se le atribuye a Robert Anderson en la década de 1830. Paralelamente, Boris Jacobi, un físico e ingeniero eléctrico, se inspiró en los trabajos de los científicos ingleses Faraday, Barlow y Henry para avanzar en sus propios desarrollos. Su objetivo era diseñar un motor eléctrico aplicable en la vida real. En 1834, logró construir el primer motor eléctrico con un eje de rotación directa, empleando un sistema innovador de electroimanes y un conmutador para alterar la polaridad. El motor de Jacobi, con una capacidad de 15 W y capaz de levantar una carga de 5 kg a una velocidad de 30 cm/s, se alimentaba de baterías galvánicas. En

Rusia, Jacobi construyó un "barco eléctrico". El barco, de 8 metros de largo, necesitaba un motor más robusto, llevando a Jacobi a desarrollar una versión mejorada de su diseño original. Aunque inicialmente la potencia era insuficiente, logró incrementarla significativamente al agrupar varios motores en un sistema compacto. En 1838, su barco eléctrico transportó 14 pasajeros por el río Neva, marcando la primera utilización exitosa de propulsión eléctrica en un vehículo de transporte [18]. A pesar del éxito y la acogida entusiasta de la comunidad científica, incluyendo elogios de Michael Faraday, Jacobi reconoció las limitaciones económicas de la tecnología, especialmente para su uso en embarcaciones más grandes. En 1842, el proyecto fue suspendido debido al alto costo de la energía química comparada con la mecánica.

En este mismo año, En 1842, Robert Davidson creó un vehículo eléctrico de cuatro ruedas denominado Galvani. Este vehículo funcionaba con baterías de zinc-ácido no recargables y lograba una velocidad de hasta 4 millas por hora. Sin embargo, no tenía capacidad para transportar pasajeros [19]. No fue hasta la década de los 50 cuando Gaston Platé inventó la primera batería recargable de ácido-plomo [20]; aun así, con la invención de los motores diésel, no se emplearon este tipo de motores hasta finales de siglo, donde en EE. UU. tuvo un gran impulso tanto en la industria naval con los buques FRIEDA y TYNEMOUNT [21]; cargueros en los Grandes Lagos, estos iban equipados con un grupo Diesel-eléctrico de 500 – 750 HP.

Mientras tanto, en el mundo de la automoción, la compañía Baker Motor Vehicle lanzó al mercado el Baker Electric, un vehículo que atrajo la atención de Thomas Alva Edison, puesto que este modelo incorporaba las baterías de níquel-hierro desarrolladas por el propio Edison, mejorando significativamente el rendimiento de estos vehículos. No obstante, fue Oliver Parker Fritchle quien desarrolló una de las baterías más avanzadas de su tiempo, capaz de alcanzar una autonomía de 160 kilómetros por carga. Fritchle demostró la eficacia de su tecnología completando un viaje de 2.800 kilómetros en su vehículo eléctrico [22]. Durante la década de 1920, Henry Ford revolucionó la industria automotriz con la introducción de la cadena de montaje, lo que facilitó la producción masiva de automóviles a gasolina a un costo considerablemente reducido, debido a la baja autonomía y a su alto coste, los vehículos eléctricos pasaron a un segundo plano [20].

A lo largo de los años noventa, se experimentó un renacimiento en la popularidad de los vehículos eléctricos impulsado por la búsqueda de alternativas más sostenibles y eficientes desde el punto de vista energético. Durante este tiempo, se lograron importantes avances en las tecnologías de baterías y sistemas de propulsión eléctrica, y algunos modelos de vehículos eléctricos fueron introducidos al mercado, aunque sin mucho éxito.

Recientemente, los vehículos eléctricos han experimentado un notable aumento en su popularidad y aceptación a nivel mundial, impulsados por los avances en la tecnología de baterías de iones de litio, la disminución de los costos y las políticas dirigidas a reducir las emisiones de gases de efecto invernadero. Sin embargo, en España, a pesar de un incremento sostenido en las ventas de estos vehículos (*Figura 2*), representan aún una pequeña fracción del parque automotor. Según cifras de la DGT (*Dirección General de Tráfico*), se espera que los coches con etiqueta Cero<sup>1</sup> superen los 300.000 al finalizar el año, lo cual solo constituye aproximadamente el 1,2% del total de vehículos en el país, de los cuales eléctricos puros sería el 0,6% [23].

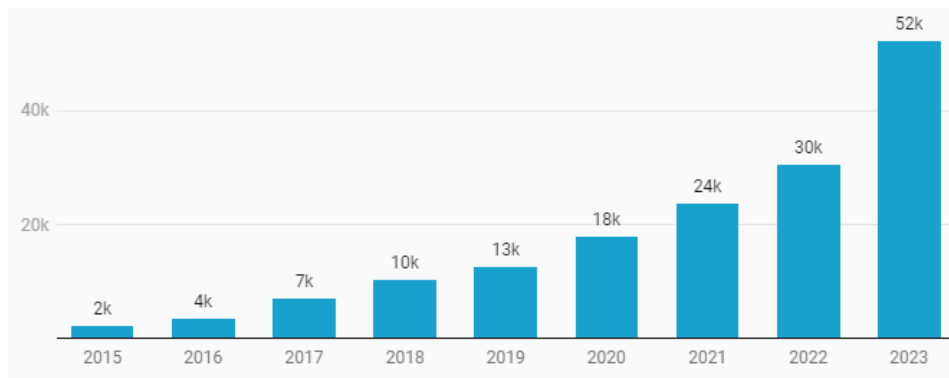


Figura 2: Ventas de coches eléctricos nuevos en España entre los años 2015 y 2023.

Fuente:[23]

---

<sup>1</sup> Los vehículos que pueden poseer esta etiqueta son aquellos que sean 100% eléctricos, eléctricos de autonomía extendida, híbridos enchufables con autonomía de más de 40 km y vehículos de hidrógeno. Esta etiqueta sirve para poder circular por determinadas zonas donde se restringen las emisiones.

## **2.2 BENEFICIOS Y LIMITACIONES DE LOS VEHÍCULOS ELÉCTRICOS.**

A pesar de que la Unión Europea ha establecido una fecha límite para el fin de los vehículos de combustión, numerosos desafíos persisten en el camino hacia la plena implementación de estas directrices. Este capítulo examina en profundidad tanto los beneficios como las complicaciones derivadas de la transición a los vehículos eléctricos.

### **Beneficios:**

- **Impacto ecológico minimizado:** Al no emitir gases nocivos, los vehículos eléctricos juegan un papel crucial en la reducción de la polución atmosférica y la minimización del uso de derivados del petróleo.
- **Superior rendimiento energético:** Estos vehículos utilizan la electricidad de forma más eficaz para su propulsión, resultando en un consumo de energía optimizado. Estos motores alcanzan un rendimiento aproximado del 90 – 95%, mientras que un motor de combustión interna no pasa del 40%.
- **Costes de operación menores:** Los costes asociados con el uso diario de vehículos eléctricos son inferiores a los de los vehículos tradicionales debido a los precios reducidos de la electricidad y a un mantenimiento menos exigente por la reducción de componentes mecánicos.
- **Conducción tranquila:** El ruido derivado del uso de motores de combustión se ve notablemente reducido, ofreciendo una experiencia de conducción pacífica y libre de contaminación acústica.
- **Mayor aceleración:** La tecnología de motor eléctrico entrega el par motor más rápidamente, facilitando una rápida aceleración, sin la necesidad de caja de cambios.

**Limitaciones:**

- **Limitada capacidad de viaje por carga:** Pese a los avances tecnológicos, los vehículos eléctricos todavía presentan una autonomía considerablemente inferior (aproximadamente 600 km) comparada con los vehículos de combustión (aproximadamente 1200 km)[24].
- **Infraestructura de carga reducida:** El desarrollo y la expansión de estaciones de carga no se ha equiparado aún con las necesidades actuales, aunque se observan progresos constantes.
- **Proceso de carga largo:** Cargar un vehículo eléctrico puede ser un proceso lento, especialmente sin acceso a tecnología de carga rápida, lo que podría resultar en inconvenientes como el sobrecalentamiento y el desgaste prematuro de la batería.
- **Inversión inicial considerable:** El coste inicial de los vehículos eléctricos es elevado, en gran parte debido al precio de las baterías. Sin embargo, se espera que estos costes disminuyan a medida que la tecnología avance.
- **Preocupaciones ambientales relativas a la producción de baterías:** Aunque los vehículos eléctricos son beneficiosos en su operación, la producción de baterías implica desafíos ambientales, especialmente su reciclado.

## 2.3 TIPOS DE VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

En el mundo de la automoción, un vehículo eléctrico se caracteriza por contar con un motor eléctrico que transmite tracción a las ruedas, permitiendo así su desplazamiento. Este término engloba varios tipos de vehículos que se describen a continuación:

### 2.3.1 VEHÍCULOS ELÉCTRICOS DE BATERÍAS

Estos vehículos, conocidos también como BEV (*Battery Electric Vehicles*), son propulsados exclusivamente por motores eléctricos. Se alimentan de baterías que se recargan a través de fuentes de energía eléctrica, ya sea mediante sistemas de carga de corriente alterna o estaciones de carga rápida de corriente continua. Un inversor es el encargado de convertir la energía almacenada en la batería para su uso en el motor. Un aspecto destacado de estos vehículos es su capacidad de recargar sus propias baterías a través de procesos como la frenada regenerativa, donde la energía producida por frenar se convierte de nuevo en electricidad [25]. Un ejemplo de este tipo de vehículos es el Porsche Taycan (*Figura 3*).



Figura 3: Porsche Taycan  
Fuente:[26]

### 2.3.2 VEHÍCULOS HÍBRIDOS

#### Configuraciones Paralelas y en serie

Los vehículos híbridos cuentan con motores eléctricos y de combustión interna. Estos pueden estar configurados para operar en paralelo, donde ambos motores impulsan el vehículo al mismo tiempo, o en serie, donde el motor de combustión actúa más como un generador que como propulsor directo. Dentro de estas configuraciones se pueden encontrar:

### Híbridos enchufables (PHEVs)

Estos modelos permiten la recarga de sus baterías desde fuentes externas y funcionan tanto con el motor eléctrico como con el de combustión, ofreciendo flexibilidad en la selección del modo de conducción [27]. El Mitsubishi Outlander PHEV (*Figura 4*) [28] dispone de una batería de 12 kWh, que le permite recorrer unos 50 km sólo con el motor eléctrico.



Figura 4: Mitsubishi Outlander PHEV  
Fuente:[28]

### Vehículos de rango extendido

Estos vehículos, similares a los de la categoría BEV, son una forma especializada de híbridos en serie, funcionando principalmente como vehículos eléctricos, pero con un motor de combustión que únicamente actúa como generador para extender la carga de la batería, facilitando una mayor autonomía. Un modelo representativo de estos vehículos es el BMW i3 (*Figura 5*), equipado con una batería de 42.2 kWh que proporciona una autonomía de hasta 260 km en modo completamente eléctrico. Además, ofrece a los usuarios la posibilidad de recorrer 130 km adicionales gracias a su modo de autonomía extendida [29].



Figura 5: BMW i3  
Fuente:[29]

### Vehículos eléctricos híbridos no enchufables (VEH)

Estos vehículos fueron los primeros en incorporar tecnología híbrida, con un motor eléctrico que asiste al motor de combustión. La diferencia con respecto a los PHEV es que los HEV no pueden enchufarse a la red. De hecho, la batería que proporciona energía al motor eléctrico se carga gracias a la energía generada por el motor de combustión del vehículo, optimizando el consumo de combustible y aprovechando la energía de la frenada para cargar las baterías. En la actualidad, uno de los coches más vendidos de este tipo es el Toyota Yaris Híbrid (*Figura 6*) [30].



Figura 6: Toyota Yaris Híbrid  
Fuente: [30]

### 2.3.3 VEHÍCULOS CON ASISTENCIA ELÉCTRICA MENOR

También denominados *mild-hybrid*, estos vehículos incorporan sistemas eléctricos de apoyo que no propulsan el vehículo por sí solos, pero contribuyen a mejorar la eficiencia general. Esto incluye desde recuperación de energía durante la frenada hasta asistencia durante la aceleración. Un ejemplo de este tipo es el Audi A8 48V *mild-hybrid* (*Figura 7*), que ofrece mejoras en la eficiencia de combustible sin sacrificar el rendimiento.



Figura 7: Base Audi A8 48V mild-hybrid  
Fuente:[31]

En la *Figura 8* se muestra un esquema de cada una de las clasificaciones de vehículos que se ha hecho.

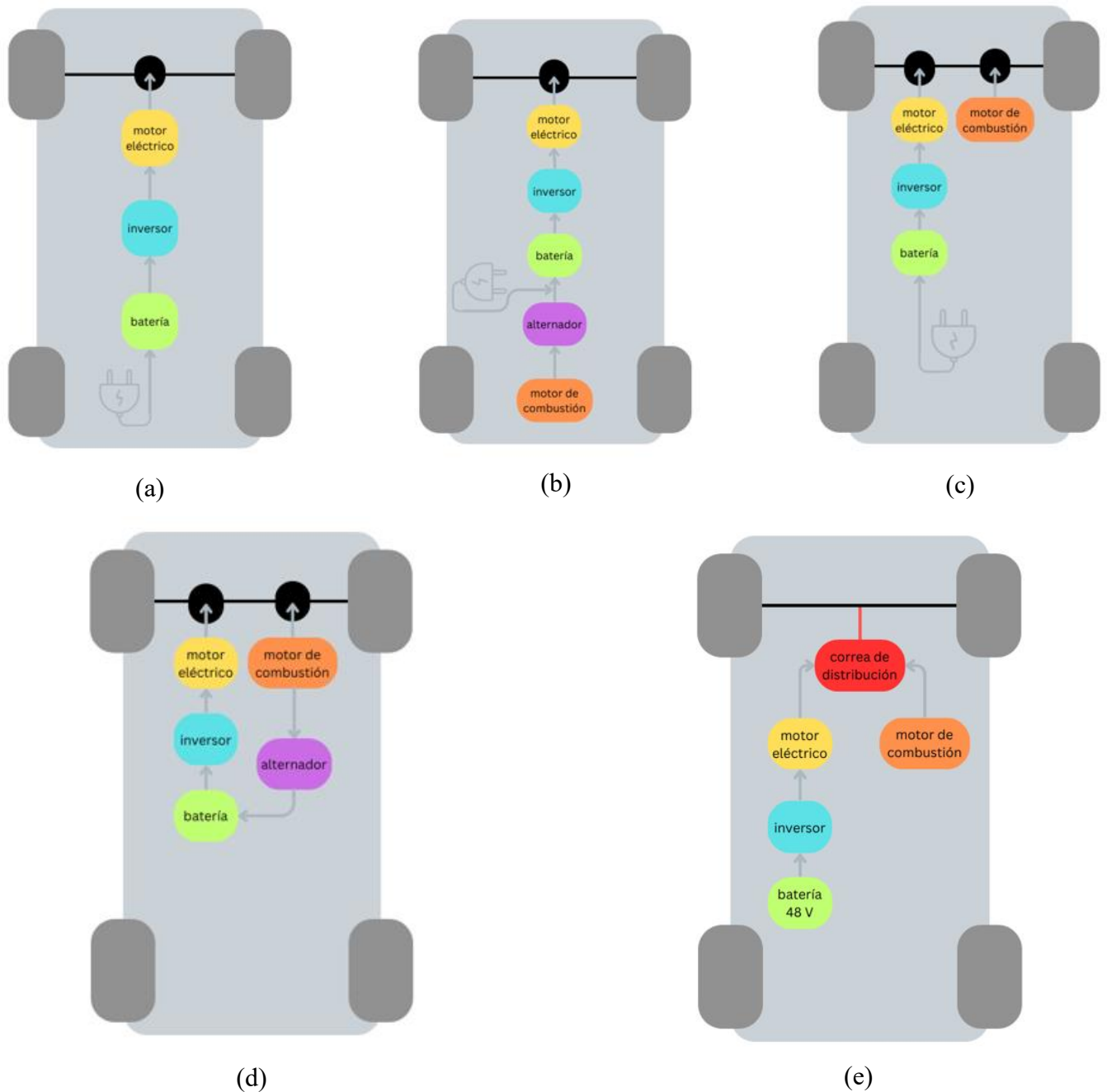


Figura 8: Topologías de los distintos tipos de vehículos eléctricos.

(a) Vehículo eléctrico de batería. (b) Vehículo de rango extendido. (c) Vehículo híbrido enchufable. (d) Vehículo eléctrico híbrido. (e) Vehículo mild-hybrid.

Fuente: Elaboración propia.

## 2.4 PRINCIPALES COMPONENTES EN LA INGENIERÍA DE VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

Los vehículos eléctricos están integrados por varios elementos clave que son vitales para su operación eficiente y sostenible.

- **Acumuladores de energía**

Los sistemas de almacenamiento de energía o acumuladores en los vehículos eléctricos son críticos para determinar la distancia que puede recorrer el vehículo entre cargas. Estas baterías no solo proporcionan la energía necesaria para mover el vehículo, sino que también soportan los sistemas electrónicos a bordo durante el viaje.

- **Baterías de Iones de Litio (Li-ion):** Compuestas por un ánodo de grafito, un cátodo de óxido de litio y un electrolito líquido, las baterías de iones de litio ofrecen alta densidad energética y larga vida útil, características ideales para vehículos eléctricos. Su alta eficiencia de carga y baja autodescarga aumentan la autonomía y durabilidad, aunque su costo de producción y la extracción de litio presentan retos ambientales.
- **Baterías de Plomo-Ácido:** Aunque es una tecnología antigua, las baterías de plomo-ácido se mantienen vigentes en aplicaciones que requieren bajo costo y durabilidad. Con un diseño basado en placas de plomo y ácido sulfúrico, ofrecen alta capacidad de corriente, pero su densidad de energía es baja y necesitan mantenimiento regular. Son especialmente útiles para vehículos eléctricos de baja velocidad, sistemas de respaldo de energía y aplicaciones industriales estacionarias.
- **Baterías de estado sólido:** Representan un avance significativo en la tecnología de baterías para vehículos eléctricos. Las baterías de estado sólido utilizan electrolitos sólidos en lugar de líquidos, lo que puede mejorar significativamente la seguridad al eliminar los riesgos de fuga y combustión. Además, tienen el potencial de ofrecer densidades de energía más altas y tiempos de carga más rápidos.

- **Supercondensadores:** Complementando a las baterías tradicionales, los supercondensadores pueden entregar y absorber energía mucho más rápidamente, mejorando la eficiencia de la recuperación de la misma durante procesos como la frenada regenerativa. Aunque la capacidad de almacenaje no es tan alta como una batería, son ideales para proporcionar picos de tensión necesarios durante la aceleración o en situaciones de alta demanda de potencia.

- **Infraestructura de Carga**

La implementación de una infraestructura de carga robusta es esencial para la adopción y eficacia de los vehículos eléctricos. Estas estaciones están estratégicamente ubicadas para maximizar la conveniencia y la accesibilidad, con tecnologías que varían desde carga lenta hasta ultrarrápida, adecuadas para diferentes necesidades y tipos de vehículos. Hay varios tipos de cargadores estandarizados, entre los que se destacan los modelos Schuko, Mennekes, Yazaki y CHAdeMO. En la actualidad, son muchos los estudios acerca de los cargadores de inducción, que permiten la carga sin contacto mediante campos electromagnéticos, son un área de desarrollo interesante que podría facilitar la carga de vehículos sin necesidad de conectarlos físicamente a un cargador.

- **Módulos de Conversión de Energía**

Los módulos de conversión de energía son componentes cruciales en el sistema de propulsión eléctrica, desempeñando un papel clave en la regulación de la tensión y corriente según los requerimientos del vehículo. Estos dispositivos son muy flexibles en sus capacidades de conversión. Capaces de transformar la corriente continua proveniente de la batería en corriente alterna, estos módulos funcionan como inversores, ajustando tanto la amplitud como la frecuencia de la señal generada. Del mismo modo, algunos pueden operar en sentido inverso como rectificadores, convirtiendo corriente alterna en corriente continua para mantener un nivel específico de tensión. Dada su amplia gama de aplicaciones, estos convertidores son esenciales no solo para la operación eficiente del motor eléctrico sino también para facilitar la carga de las baterías en determinadas situaciones.

- **Sistemas de Gestión Electrónica**

El sistema de control de los vehículos eléctricos se compone de dos elementos clave: el *hardware* y el *software*, ambos esenciales para la regulación del vehículo.

- **Hardware: Componente Tangible**

El *hardware* incluye diversos sensores distribuidos por el vehículo, que monitorizan variables como la velocidad y la temperatura del motor. También contiene un controlador central que procesa la información recogida para ajustar la operación del motor y la distribución de energía.

- **Software: Componente Intangible**

El *software* se encarga de utilizar la información del estado actual del vehículo para dictar las acciones que el *hardware* debe ejecutar. Es fundamental para la eficiencia y la seguridad.

- **Motor eléctrico:** Este elemento es el encargado de convertir la energía eléctrica almacenada en las baterías en energía mecánica que se transmite a las ruedas y permite el movimiento del vehículo. En el siguiente capítulo se desarrollará con mayor detalle.

## 2.5 EL MOTOR ELÉCTRICO

Las máquinas eléctricas se derivan de una implementación efectiva de los conceptos de electromagnetismo, especialmente la ley de inducción de Faraday. Estas están diseñadas con circuitos eléctricos y magnéticos que se entrelazan, facilitando la conversión de energía en distintas formas: eléctrica a eléctrica, como ocurre en los transformadores; de mecánica a eléctrica, típico de los generadores; y de eléctrica a mecánica, función empleada en los motores empleados en los vehículos eléctricos [32].

A grandes rasgos, una máquina eléctrica se compone principalmente de dos partes, una de ellas es el estátor, que es la parte que se mantiene fija, y la otra es el rotor, que es la parte móvil. La morfología de estos componentes es fundamental para definir varios criterios de clasificación de las máquinas eléctricas. Un criterio importante es el

tipo de corriente que alimenta al estátor, distinguiendo entre máquinas de corriente continua y alterna. Adicionalmente, las máquinas de corriente alterna se pueden dividir basándose en la relación entre la velocidad de rotación del rotor y la frecuencia de la corriente aplicada al estátor. Las máquinas donde esta relación es directamente proporcional son conocidas como máquinas síncronas, mientras que aquellas donde no existe tal proporcionalidad se clasifican como máquinas asíncronas. Estas diferencias son clave para entender sus aplicaciones y comportamientos en diversos contextos operativos.

En la industria de vehículos eléctricos, los motores de inducción y los motores síncronos con imanes permanentes predominan en los sistemas de propulsión.

### 2.5.1 MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA

Los motores de corriente continua, empleados en sistemas de propulsión eléctrica desde los primeros vehículos, se destacan por su excelente relación par-velocidad y por su control sencillo. No obstante, enfrentan ciertos desafíos en comparación con los motores de inducción, como una eficiencia y potencia reducidas, menor fiabilidad y la necesidad de más mantenimiento debido al desgaste de sus escobillas. Es por esto por lo que su uso ha relegado a aplicaciones de menor potencia, como patinetes y bicicletas. En la *Figura 9* se puede ver el despiece de un motor de este tipo.



Figura 9: Despiece de in motor de corriente continua  
Fuente:[33]

## 2.5.2 MÁQUINAS SÍNCRONAS

Las máquinas síncronas son aquellas cuya velocidad de rotación del rotor  $n$  rpm coincide con la velocidad de rotación del campo magnético. Es por esto por lo que a dicha velocidad se la conoce como velocidad de sincronismo, la cual es dependiente de la frecuencia  $f$  de la red de corriente de acuerdo con la *Ecuación* (1).

$$n = \frac{60 \cdot f}{p} \quad (1)$$

Los motores síncronos con imanes permanentes son valorados por su diseño compacto, eficiencia superior y excelente manejo térmico en comparación con modelos asíncronos. Aunque su capacidad para operar a potencia constante es limitada por la disminución del campo magnético, los imanes son costosos y no siempre fáciles de obtener. Aun así, estos motores son ampliamente utilizados en vehículos eléctricos por su alta densidad de potencia y porque eliminan la necesidad de generar un campo magnético adicional en el rotor, lo que optimiza la autonomía del vehículo.

Además de su uso como motores, las máquinas síncronas son frecuentemente empleadas como generadores en centrales eléctricas, transformando energía mecánica en eléctrica. En aplicaciones industriales, son preferidos por mantener una velocidad constante y por su capacidad para ajustar el factor de potencia, reduciendo la necesidad de condensadores y minimizando el consumo de energía reactiva en procesos industriales [34].

## 2.5.3 MÁQUINA ASÍNCRONA

Las máquinas de inducción, también llamadas asíncronas, se distinguen por la diferencia entre la velocidad del rotor y la del campo magnético generado por el estátor. Este fenómeno, explicado por el Teorema de Ferraris, genera un campo magnético rotatorio en el estátor al aplicarle tensión. [32] La Ley de Lenz establece que cualquier cambio en el flujo magnético a través de las bobinas induce una corriente que se opone al campo magnético original. En las máquinas asíncronas, el campo rotatorio del estátor induce una corriente en el rotor, creando un campo magnético que se opone al del estátor y produce el par motor necesario para la rotación.

El deslizamiento es la diferencia entre la velocidad del rotor y la del campo magnético del estátor (*Ecuación (2)*), que hace que el rotor gire a una velocidad menor que el campo rotatorio. Las máquinas de inducción no requieren una corriente directa en el rotor; en su lugar, la corriente es inducida por el flujo del estátor, lo que les da el nombre de máquinas de inducción.

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (2)$$

Donde  $s$  es el deslizamiento,  $n_1$  es la velocidad de sincronismo del campo magnético y  $n$  es la velocidad del rotor, siempre ha de ser muy cercana a la de sincronismo. Actualmente, más del 80% de los motores eléctricos industriales usan este tipo de máquina, operando a una frecuencia constante. Aunque históricamente su capacidad para regular la velocidad fue limitada, los avances tecnológicos en el control han superado esta desventaja, ampliando su uso en la industria.

En el caso de los vehículos eléctricos, estos motores son valorados por su fiabilidad, durabilidad, bajo coste y necesidades mínimas de mantenimiento.

## 2.6 MÁQUINAS MULTIFÁSICAS

Se consideran máquinas multifásicas a aquellas máquinas que tienen un número de fases mayor de tres en el estátor, han generado un especial interés aquellas que están compuestas por múltiples devanados trifásicos.

Desde mediados del siglo XX, las máquinas trifásicas han dominado el uso en aplicaciones industriales debido a su eficacia probada, lo que dejó en un segundo plano a las máquinas multifásicas, que se enfrentaron a desafíos significativos en cuanto a su viabilidad económica y técnica, limitados por el desarrollo inicial de la tecnología de microprocesadores. No obstante, con el desarrollo de sistemas de procesamiento digital (DSP) y los avances en electrónica de potencia hacia finales del siglo XX, estas máquinas comenzaron a ser vistas como una opción viable. Esto es especialmente cierto en aplicaciones donde la fiabilidad y robustez son críticas, como en los sistemas de propulsión naval y aérea. En estos entornos, donde el costo y la complejidad del

mantenimiento son elevados, las ventajas de las máquinas multifásicas resultan especialmente valiosas. Su mayor distribución de potencia, mayor producción de par, y capacidad para manejar fallos las hacen una opción ideal para aplicaciones exigentes. [35].

Esta motivación ha impulsado que la investigación en el campo de las máquinas eléctricas se haya intensificado revelando que, en muchos casos, las máquinas multifásicas pueden superar a las trifásicas en su funcionamiento. Este renacimiento en la investigación y aplicación de las máquinas multifásicas indica un crecimiento prometedor, con expectativas de una adopción más amplia en una variedad de aplicaciones industriales en los próximos años debido a sus características mejoradas de rendimiento y fiabilidad [36].

Las máquinas compuestas por varios devanados trifásicos permiten aprovechar la tecnología hardware de los sistemas trifásicos, al mismo tiempo que ofrecen las ventajas de los sistemas multifásicos. En cuanto a la distribución de los devanados, existen 3 configuraciones que se pueden observar en la *Figura 10*, estas son: simétricas cuando todas las bobinas están desfasadas el mismo ángulo, asimétricas cuando esto no ocurre y coincidentes cuando no existe desfase entre diferentes bobinados.

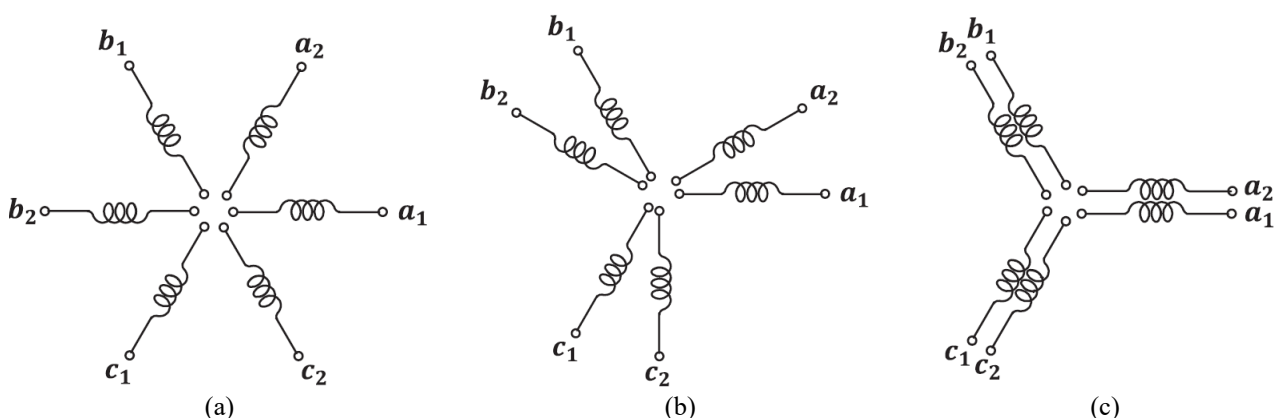


Figura 10: Configuración de las bobinas: (a) Simétrica; (b) Asimétrica; (c) Coincidentes.

Fuente: [37]

Las máquinas multifásicas presentan una serie de ventajas frente a las trifásicas convencionales que se presentan a continuación:

- Mayor número de grados de libertad que otorgan una tolerancia a fallos debido a la redundancia de fases.
- Mejor distribución de potencia, reduciendo la intensidad que circula por cada fase.
- Reducción de pérdidas debido a que estas son directamente proporcional a la intensidad y, dado que la intensidad se reduce, estas por consiguiente también.
- Posibilidad de mayor producción de par electromagnético gracias a la inyección de armónicos de corrientes en el estator.

La máquina que se va a emplear en el simulador en este Trabajo de Fin de Máster se trata de una máquina síncrona de imanes permanente de nueve fases en configuración simétrica.

## **2.7 CONVERTIDOR ELECTRÓNICO DE POTENCIA**

El convertidor electrónico de potencia es un elemento formado por una serie de transistores y elementos pasivos cuya función es transformar el tipo de corriente que circula por su entrada. Si la transformación consiste en pasar de corriente continua a corriente alterna, el convertidor recibe el nombre de inversor. Si, por el contrario, su función es obtener corriente continua a partir de corriente alterna, se denomina rectificador. Este elemento permite emplear distintos esquemas de control sobre la máquina con una gran flexibilidad y versatilidad en las diferentes topologías. Por ejemplo, en máquinas con múltiples devanados, permite gestionar estos de manera independiente, adaptando el enfoque de los convertidores trifásicos disponibles [38]. Esta capacidad de control independiente se logra con un convertidor de fuente de tensión (VSC, por sus siglas en inglés), que puede producir tensiones equilibradas y controladas de forma casi

inmediata. Para el caso del presente TFM, se usarán tres convertidores trifásicos de dos niveles, uno para cada devanado, (*Figura 11*) ya que la máquina es de nueve fases.

Los semiconductores del convertidor, hechos de carburo de silicio (SiC), son capaces de aumentar la eficiencia de la conversión de energía soportando corrientes, tensiones y temperaturas más elevadas que los dispositivos convencionales basados en silicio [39].

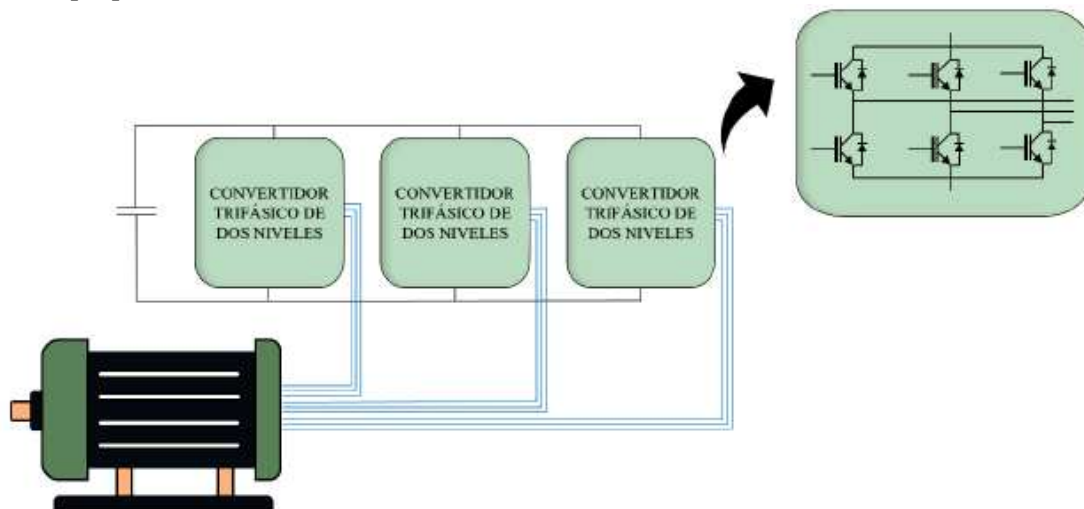


Figura 11: Topología de los convertidores de la máquina nonafásica  
Fuente:[40]





## CAPÍTULO 3: MODELADO MATEMÁTICO

### 3.1 INTRODUCCIÓN

El modelado matemático en ingeniería desempeña un papel crucial. Este proceso implica la creación de representaciones matemáticas que simulan el comportamiento físico de los sistemas, permitiendo una exploración detallada y una comprensión profunda de sus dinámicas internas. Mediante la formulación de ecuaciones que describen las interacciones entre los componentes claves, como lo son el rotor y el estátor. Los ingenieros pueden prever cómo los cambios en el diseño afectan el rendimiento general del motor. La base de todos los modelos de máquinas eléctricas es el principio de generación de un campo magnético rotatorio. Este campo es fundamental para la interacción entre el rotor y el estátor que, a su vez, produce una fuerza magnetomotriz impulsando el motor. Al desarrollar un modelo matemático para motores multifásicos, se utilizan ecuaciones diferenciales para caracterizar estas interacciones.

Un modelo efectivo debe alcanzar un equilibrio entre precisión y complejidad, ya que un modelo demasiado complejo puede ser computacionalmente costoso y difícil de manejar, mientras que un modelo demasiado simple podría no capturar aspectos esenciales del comportamiento del motor.

Además, el modelo se puede expresar en variables de fase, pero para simplificar las ecuaciones y mejorar la interpretación física, se emplean diversas transformaciones y cambios de sistema de referencia. Una técnica empleada comúnmente es la descomposición de vectores en el espacio (VSD *Vector Space Decomposition*)[41], que permite presentar el modelo del motor en uno o más subespacios ortonormales, facilitando así las operaciones de control y análisis.

Con el fin de una mejor comprensión, en primer lugar, se presentará el caso trifásico, donde será más fácil hacer la explicación, y posteriormente, se mostrará la extensión para el caso de la máquina de nueve fases.

## **3.2 CASO TRIFÁSICO**

### **3.2.1 MODELO DE LAS FASES**

El sistema de referencia comúnmente utilizado para describir el comportamiento de las máquinas eléctricas es un sistema trifásico con ejes desfasados  $120^\circ$  entre sí. Sin embargo, con el fin de obtener un significado físico más claro y tener una mayor facilidad en el control, se buscan otras alternativas como la inclusión de subespacios ortonormales. Es por esto por lo que, para desarrollar estrategias de control, se emplea la descomposición de vectores en el espacio, como ya se ha mencionado anteriormente.

En el modelo trifásico se usa el sistema de referencia  $abc$  con los ejes desfasados  $120^\circ$  entre sí. En este sistema, se incorpora un vector genérico  $\vec{x}$ , girando a una velocidad arbitraria  $\omega$  que puede representar variables como corriente, tensión y flujo magnético, permitiendo descomponer estas magnitudes en sus respectivas proyecciones  $x_a$ ,  $x_b$  y  $x_c$ , como se puede observar en la *Figura 12*.

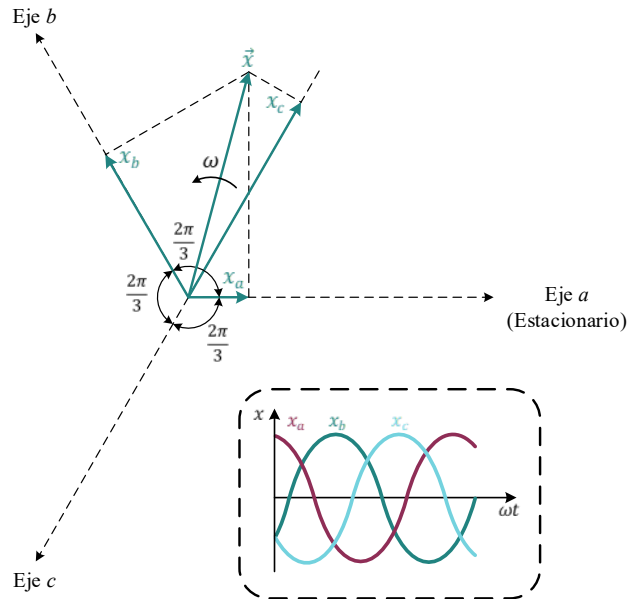


Figura 12: Sistema de referencia trifásico  $abc$ .  
Fuente:[42]

### 3.2.2 TRANSFORMADA DE CLARKE $abc \rightarrow \alpha\beta$

Al aplicar la técnica de VSD, con el fin de obtener una representación con un mayor significado físico y un modelo más sencillo, se emplea esta transformada que convierte el sistema de referencia trifásico  $abc$  en un sistema de referencia bifásico equivalente ortonormal. Para lograr este objetivo, se emplea la matriz de Clarke que es la herramienta matemática que se presenta en la *Ecuación* (3), que, al multiplicarla por las componentes  $x_a$ ,  $x_b$  y  $x_c$  del vector genérico  $\vec{x}$ , se obtienen las componentes  $x_\alpha$  y  $x_\beta$ , además de una componente homopolar en el nuevo sistema de referencia  $\alpha - \beta$  [43].

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x^0 \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

El parámetro  $k$  puede ser  $2/3$  si se quiere mantener constantes las corrientes, tensiones y flujos magnéticos de la máquina, o  $\sqrt{(2/3)}$  si se desea conservar la potencia del sistema [10].

En la *Figura 13*, se puede observar de forma gráfica la representación del vector  $\vec{x}$  y sus proyecciones  $x_\alpha$  y  $x_\beta$  en el nuevo sistema de referencia estático  $\alpha - \beta$ .

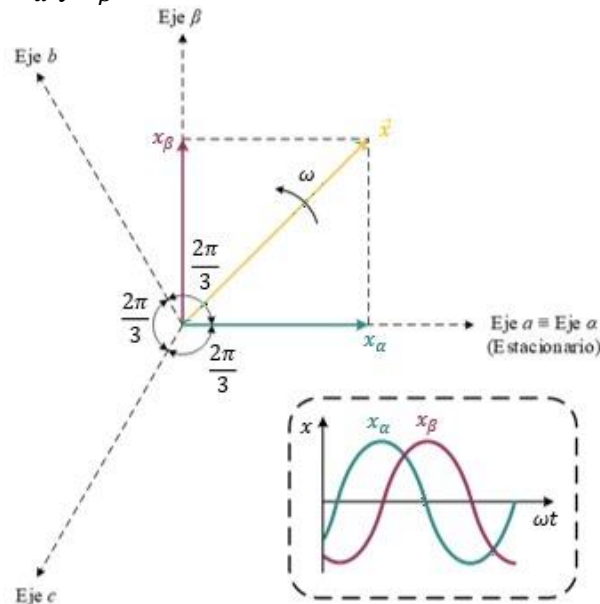


Figura 13: Sistema de referencia estacionario  $\alpha$ - $\beta$   
Fuente:[42]

### 3.2.3 TRANSFORMADA DE PARK $\alpha\beta \rightarrow dq$

Como se ha mencionado anteriormente, el sistema de referencia nuevo sigue siendo estático, por lo tanto, como se puede observar en la *Figura 13*, la naturaleza de las componentes  $\alpha - \beta$  del vector  $\vec{x}$  es sinusoidal. Dado que se busca un símil con las máquinas de corriente continua, donde existe un circuito encargado de generar un campo magnético y otro que se encarga de generar el par. Para lograr esto, se hace uso de la transformada de Park, que no es más que una matriz de rotación dinámica que se emplea para sincronizar el sistema de referencia con el vector genérico  $\vec{x}$  haciendo girar al sistema a la misma velocidad, lo que permite que las componentes  $d - q$  permanezcan constantes en el tiempo cuando el sistema está en estado estacionario. La *Figura 14* ilustra el sistema de referencia síncrono  $d - q$ .

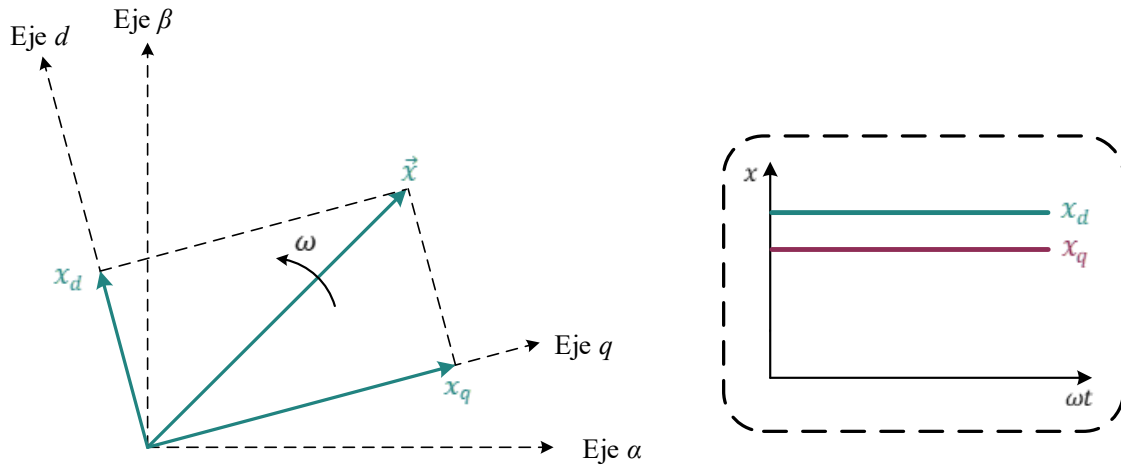


Figura 14: Sistema de referencia síncrono  $d - q$ .  
Fuente:[42]

En la *Ecuación* (4) se puede observar la transformada de Park, que transforma las componentes  $x_\alpha$  y  $x_\beta$  en  $x_d$  y  $x_q$ . Donde  $\theta$  es el ángulo que forma el vector  $\vec{x}$  con el eje  $\alpha$ .

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Si se consigue alinear el eje  $d$  del nuevo sistema con el flujo del rotor, las componentes  $d - q$  adquieren un significado físico, donde la componente directa ( $d$ ), es la responsable de crear el flujo magnético en la máquina, y la componente de cuadratura ( $q$ ) se encarga de generar el par electromagnético. De este modo, se puede desacoplar la producción de flujo y de par y permite conseguir un control independiente sobre cada una de las variables, tratando la máquina de corriente alterna como una máquina de corriente continua.

### 3.3 PARTICULARIZACIÓN PARA MÁQUINA DE NUEVE FASES

Como la máquina sobre la que se va a aplicar el control es una máquina de nueve fases de imanes permanentes, se han de particularizar las transformadas de Clarke y de Park para esta máquina. Esto se hace extendiendo a un sistema nonafásico las transformaciones empleadas para el sistema trifásico convencional.

Al aplicar la transformada de Clarke, además de aparecer de nuevo el subespacio  $\alpha - \beta$ , se crean una serie de subespacios ortonormales adicionales desacoplados entre sí. El número de subespacios que aparecerán será dependiente del número de fases de la máquina, así como del número de neutros aislados que existan en el conexionado. Adicionalmente, aparecerán componentes homopolares debidas a cada uno de los subespacios presentes en el sistema. Sin embargo, para el caso de esta máquina nonafásica caso de estudio, como está compuesta por tres devanados con neutros independientes y aislados, las corrientes homopolares no se tendrán en cuenta ya que en máquinas con neutros aislados, esta componente no puede fluir [43].

La matriz de Clarke para el caso nonafásico es la que se muestra en la *Ecuación (5)* [44].

$$[C_{9ph}] = k \cdot \begin{pmatrix} 1 & \cos(6\gamma) & \cos(12\gamma) & \cos(\gamma) & \cos(7\gamma) & \cos(13\gamma) & \cos(2\gamma) & \cos(8\gamma) & \cos(14\gamma) \\ 0 & \sin(6\gamma) & \sin(12\gamma) & \sin(\gamma) & \sin(7\gamma) & \sin(13\gamma) & \sin(2\gamma) & \sin(8\gamma) & \sin(14\gamma) \\ 1 & \cos(30\gamma) & \cos(60\gamma) & \cos(5\gamma) & \cos(35\gamma) & \cos(65\gamma) & \cos(10\gamma) & \cos(40\gamma) & \cos(70\gamma) \\ 0 & \sin(30\gamma) & \sin(60\gamma) & \sin(5\gamma) & \sin(35\gamma) & \sin(65\gamma) & \sin(10\gamma) & \sin(40\gamma) & \sin(70\gamma) \\ 1 & \cos(42\gamma) & \cos(84\gamma) & \cos(7\gamma) & \cos(49\gamma) & \cos(91\gamma) & \cos(14\gamma) & \cos(56\gamma) & \cos(98\gamma) \\ 0 & \sin(42\gamma) & \sin(84\gamma) & \sin(7\gamma) & \sin(49\gamma) & \sin(91\gamma) & \sin(14\gamma) & \sin(56\gamma) & \sin(98\gamma) \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{pmatrix} \quad (5)$$

Siendo  $\gamma = \pi/9$  rad el ángulo entre los distintos devanados de la máquina, por lo tanto se trata de una máquina nonafásica asimétrica.

De este modo, la matriz que se presenta para la máquina de nueve fases ( $n = 9$ ) es de  $9 \times 9$  y el parámetro  $k$  que tiene un valor de  $2/n = 2/9$  para que las corrientes de fases,

la tensión y el flujo se mantengan invariantes al aplicar la transformada o bien  $\sqrt{(2/n)} = \sqrt{(2/9)}$  para mantener invariante la potencia. En este caso será  $k = 2/9$ .

Al aplicar esta transformación multiplicando esta matriz por un vector columna con todas las fases aparecerán tres subespacios:

$$\alpha - \beta, \quad x_1 - y_1, \quad x_2 - y_2$$

El subespacio  $\alpha - \beta$  estará ligado principalmente a la creación de flujo y de par, aunque también producen pérdidas. Sin embargo, los otros dos subespacios, en el caso de una máquina con devanados distribuidos, como es con la que se va a trabajar, tan solo producen pérdidas en el estátor por efecto Joule.

Tras aplicar Clarke, los subespacios que aparecen se encuentran desacoplados y son ortonormales entre sí. Debido a esto, se puede aplicar la transformada de Park a cada uno de los subespacios por separado, que se puede presentar en una matriz como:

$$[P_{9ph}] = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (6)$$

Por lo tanto, la transformada de Park en una máquina de nueve fases, al igual que la transformada de Clarke, produce seis componentes ortonormales en pares ( $d - q$ ,  $x'_1 - y'_1$ ,  $x'_2 - y'_2$ ), junto con tres componentes homopolares que, según las hipótesis establecidas para el estudio de la máquina, no se considerarán.

### 3.4 MODELO DEL MOTOR

Estas herramientas matemáticas, son posibles aplicarlas a las ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento operativo de las máquinas en los sistemas de referencia presentados. Aunque, previamente es necesario considerar las siguientes hipótesis:

- La reluctancia en el entrehierro de la máquina se mantiene constante.
- La máquina está eléctricamente equilibrada y los devanados son totalmente simétricos.
- La máquina es síncrona de polos lisos sin devanados amortiguadores.
- Los núcleos magnéticos de rotor y estátor son lineales y las pérdidas son despreciables.

La máquina síncrona está compuesta del rotor y del estátor, este a su vez está compuesto por una serie de devanados de materiales conductores que se modelan con una resistencia  $R_s$  y, al circular una corriente por ellos, generan un campo magnético. El campo magnético generado por el rotor causa el efecto de reacción de inducido en el estátor. Estos efectos se representan mediante el término  $\vec{\lambda}_s$ . Bajo estas condiciones, la ecuación de la tensión del estátor (*Ecuación (7)*) se expresa de la siguiente manera:

$$\vec{v}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} \quad (7)$$

De una manera análoga, el comportamiento del rotor en una máquina de polos lisos se puede expresar como se ve en la *Ecuación* (8), donde el conductor es alimentado con corriente continua:

$$\vec{v}_r = R_r \cdot I_f + \frac{d\vec{\lambda}_f}{dt} \quad (8)$$

Donde  $I_f$  es la corriente que circula por el devanado del rotor y  $\lambda_f$  es el campo magnético que genera. Haciendo uso de las herramientas matemáticas, con las transformadas de Clarke y Park, se expresan estas mismas ecuaciones en el sistema de referencia síncrono  $d - q$ , de este modo se pueden expresar como:

$$v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot \lambda_{qs} \quad (9)$$

$$v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot \lambda_{ds}$$

Y, las ecuaciones de los flujos se pueden expresar como:

$$\lambda_{ds} = L_d \cdot i_{ds} + L_{dm} \cdot I_f \quad (10)$$

$$\lambda_{qs} = L_q \cdot i_{qs}$$

El término de la velocidad angular de rotación concuerda con la velocidad del sistema de referencia, que en las máquinas síncronas como es el caso, se iguala a la velocidad del rotor, de este modo, al alinear el eje  $d$  con el flujo magnético generado por el rotor, se puede desacoplar la producción de flujo y par.

Suponiendo que el campo creado por el estátor se mantiene invariante en el tiempo, se pueden simplificar las *Ecuaciones* (9) y (10), resultando:

$$v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} - \omega_r \cdot L_q \cdot i_{qs} + L_d \cdot \frac{di_{ds}}{dt} \quad (11)$$

$$v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \omega_r \cdot L_d \cdot i_{ds} + \omega_r \cdot \lambda_r + L_q \cdot \frac{di_{qs}}{dt}$$

Donde:  $\lambda_r = L_{dm} \cdot I_f$

De esta forma, los circuitos equivalentes de las ecuaciones que modelan la máquina síncrona quedarían como se muestran en la *Figura 15*.

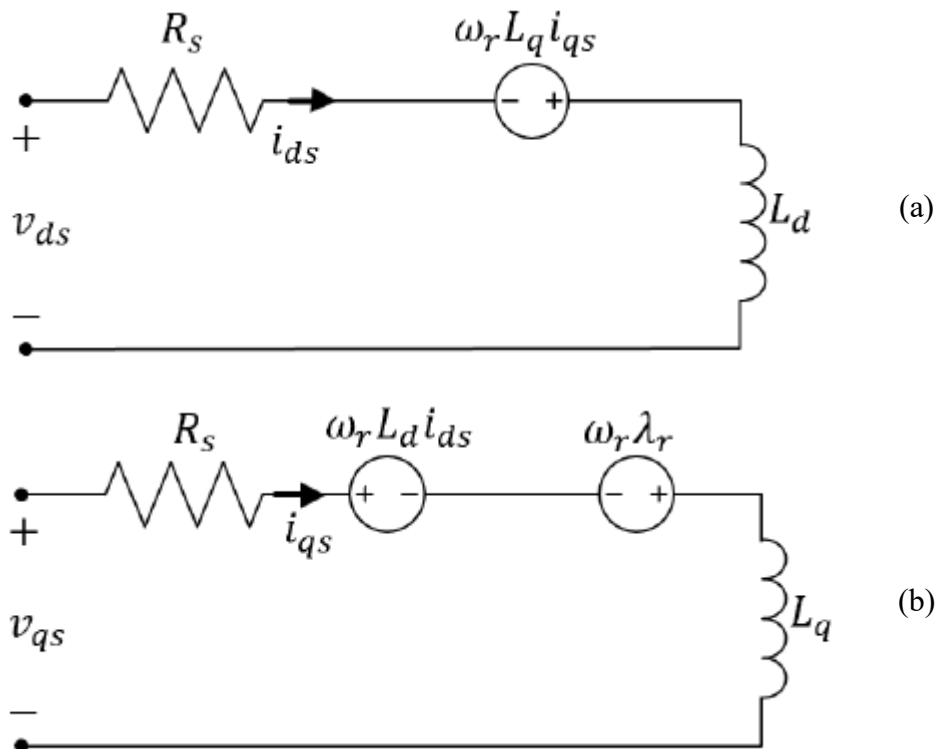


Figura 15: (a) Circuito equivalente *d* (b) Circuito equivalente *q*  
Fuente:[40]

Estas ecuaciones están expresadas para cualquier máquina, para el caso concreto de este Trabajo de Fin de Máster, como la máquina es una máquina de imanes permanentes, el campo magnético es creado por estos mismos, de este modo, el rotor carece de conductores para crear el campo magnético. En el modelado matemático, se puede cambiar el término  $\lambda_r$  referido al flujo creado por la intensidad que circula por el rotor en una máquina que no es de imanes permanentes por  $\lambda_f$ , que representa el flujo magnético proveniente de los imanes, de este modo, el circuito equivalente quedaría como se observa en la *Figura 16*.

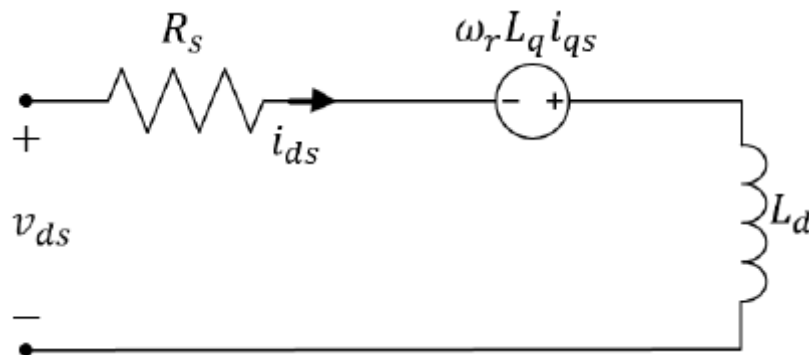


Figura 16: Circuito equivalente de la componente  $q$  de una máquina síncrona de imanes permanentes  
Fuente:[40]

Para finalizar, queda modelar el par eléctrico generado en el sistema de referencia  $d - q$  en una máquina síncrona de imanes permanentes, que sigue la expresión de la *Ecuación* (12). Donde  $n$  es el número de fases (9 para este caso) y  $p$  el número de pares de polos.

$$T_e = \frac{n \cdot p}{2} \cdot (i_{qs} \cdot \lambda_f - i_{ds} \cdot (L_d - L_q)) \quad (12)$$

Para el caso de las máquinas de nueve fases, en el modelo aparecerán los subespacios adicionales  $x_1 - y_1, x_2 - y_2$  los cuales al tratarse de una máquina de devanados distribuidos podrán modelarse mediante una resistencia estática y una inductancia de fuga.

### 3.5 MODELO DEL CONVERTIDOR DE TENSIÓN

Como se ha mencionado anteriormente en este Trabajo de Fin de Máster, la máquina síncrona de nueve fases se alimenta con tres convertidores de tensión de tres fases y dos niveles como se aprecia en la *Figura 11*.

Estos convertidores de dos niveles están compuestos por dos interruptores IGBT por cada una de las fases (9 para este caso) y su estado de conmutación se puede representar por una variable binaria  $S_{ij}$ . En el caso de que sea 0, indica que el interruptor inferior está cerrado a la vez que el superior está abierto, o en caso contrario, si la variable binaria es igual a 1, indica que el interruptor inferior está abierto y el superior está cerrado.

Para una máquina con un número de fases  $n$ , existen  $2^n$  posibles estados de conmutación, para el caso de la máquina nonafásica se tiene  $2^9 = 512$ , la aplicación de estos estados de conmutación dependerá de las órdenes del esquema de control implementado en la máquina. Estos estados de conmutación se pueden recoger en un único vector  $[S] = [S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}, S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}, S_{a3}, S_{b3}, S_{c3}]$ , las componentes de este vector indicarán el estado de los interruptores de cada una de las fases.

Para realizar el modelo matemático del convertidor, en primer lugar, se partirá de un único convertidor trifásico, y posteriormente, se hará la extensión para el modelo de la máquina nonafásica. Considerando que el accionamiento trifásico se encuentra en equilibrio, la suma de las tensiones de fase en la carga se puede expresar como:

$$0 = v_{an}(t) + v_{bn}(t) + v_{cn}(t) \quad (13)$$

Con:

$$v_{an} = v_{aN} + v_{Nn}$$

$$v_{bn} = v_{bN} + v_{Nn} \quad (14)$$

$$v_{cn} = v_{cN} + v_{Nn}$$

De este modo, sustituyendo la *Ecuación* (14) en la condición de un sistema equilibrado (*Ecuación* (13)) se obtiene:

$$v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = -3 \cdot v_{Nn} = 0 \rightarrow -\frac{1}{3} \cdot (v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}) = 0 \quad (15)$$

Sustituyendo la *Ecuación* (15) en la primera fase de la *Ecuación* (14):

$$v_{an} = v_{aN} - \frac{1}{3} \cdot (v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}) = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot v_{aN} - v_{bN} - v_{cN}) \quad (16)$$

Repetiendo los pasos seguidos anteriormente para el resto de las fases se puede expresar el sistema matricialmente como se muestra en la *Ecuación* (17).

$$\begin{pmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{pmatrix} \quad (17)$$

Las tensiones de fase en el estátor se pueden expresar en función de la tensión del bus de continua y del estado de conmutación aplicado, tal y como se muestra en la *Ecuación* (18), para el caso de mantener invariante la corriente, tensión y flujo magnético.

$$v_{iN} = V_{dc} \cdot S_{ij} \rightarrow \begin{pmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (18)$$

Con  $V_{dc}$  la tensión del bus de continua. De este modo, se describirá como  $[K]$  a la matriz de tensiones de la salida del convertidor como:

$$[K] = \frac{V_{dc}}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (19)$$

Para el caso de la máquina de nueve fases, hacer la extensión no es complicado, ya que sus devanados son simétricos con neutros aislados, de este modo, se le aplica la matriz a cada uno de los devanados convirtiendo la matriz en una matriz de  $9 \times 9$ .

$$[K_{9ph}] = \frac{V_{dc}}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (20)$$

De este modo, una vez se multiplica la matriz del convertidor de nueve fases por el vector  $[S]$  con los distintos estados de conmutación, se obtienen los valores de las tensiones de fase  $[v_{a1}, v_{b1}, v_{c1}, v_{a2}, v_{b2}, v_{c2}, v_{a3}, v_{b3}, v_{c3}]$ . Si sobre estos valores se aplica la matriz de Clarke (*Ecuación (5)*), resultan los distintos subespacios nombrados anteriormente  $\alpha - \beta, x_1 - y_1, x_2 - y_2$ .

### 3.6 DESCOMPOSICIÓN EN ESPACIOS VECTORIALES

Al ser una máquina nonafásica, existen 512 estados de conmutación posibles, de este modo, es posible mapear estos vectores como se puede observar en la *Figura 17*.

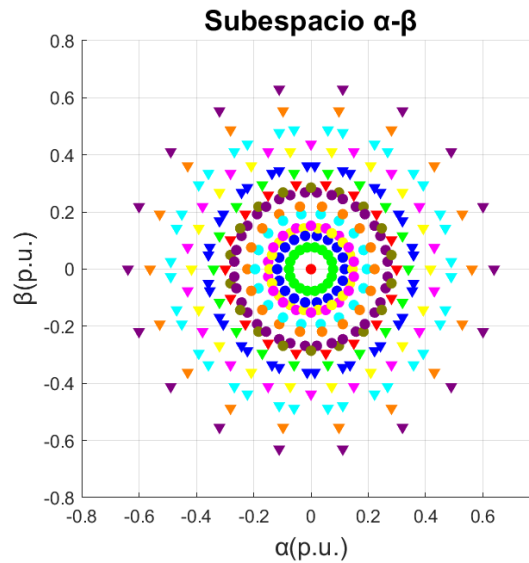


Figura 17: Vectores de tensión en el subespacio  $\alpha - \beta$   
Fuente:[45]

Esta representación es muy útil ya que se conoce que las componentes  $\alpha - \beta$  están directamente relacionadas con la producción de flujo y par electromagnético, de este modo, para maximizar la producción de estos, se utilizará los vectores que se encuentran mapeados en el anillo exterior, que son los que se pueden observar en la *Figura 18*.

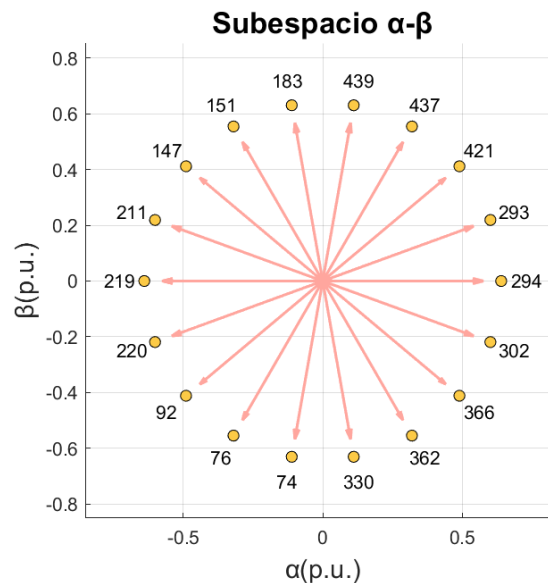


Figura 18: Vectores de tensión largos en el plano  $\alpha - \beta$ .  
Fuente:[45]

En la *Figura 18* se observan los vectores largos con sus respectivos índices. Sin embargo, otro aspecto para tener en cuenta son los subespacios adicionales  $x_1 - y_1$ ,  $x_2 - y_2$ , que están estrechamente relacionados con las pérdidas en el cobre del estátor, con lo cual, los vectores se mapean en estos subespacios también en la *Figura 19*.

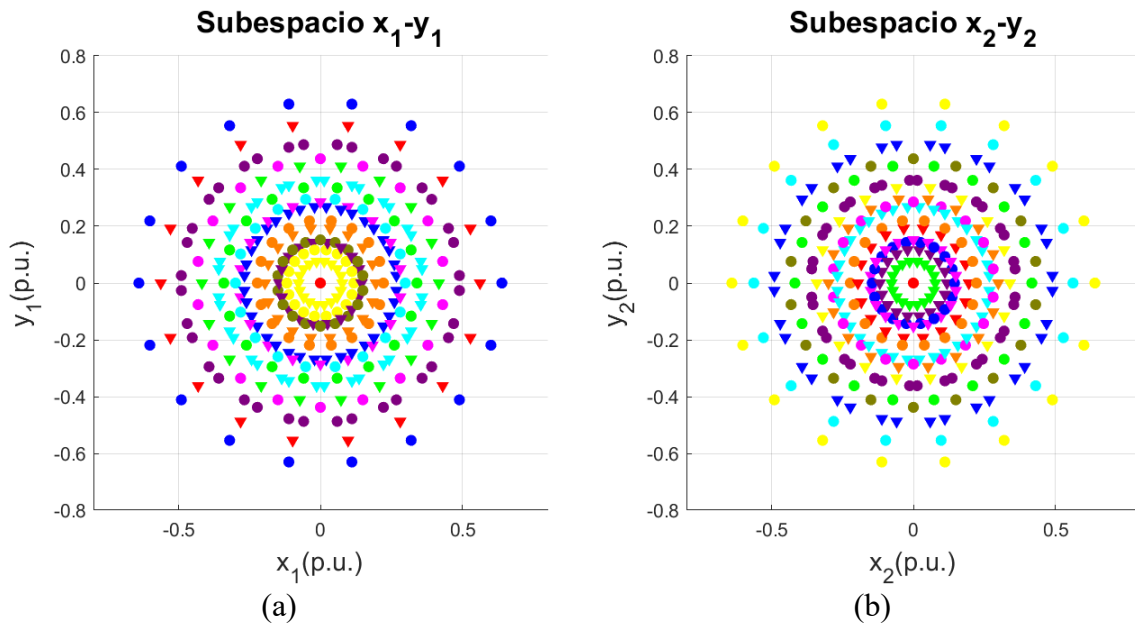


Figura 19: Vectores de tensión en el subespacio (a)  $x_1 - y_1$  (b)  $x_2 - y_2$   
Fuente:[45]

Como se puede observar, los vectores de color púrpura, que inicialmente estaban ubicados en el anillo exterior del mapeado en el plano  $\alpha - \beta$ , ahora se encuentran en el anillo interior de los subespacios asociados a las pérdidas. Esto implica que las tensiones son bajas, lo cual hace que estos vectores sean ideales para su aplicación en los distintos esquemas de control. Cabe destacar que no se han mapeado las tres componentes homopolares ya que al ser un sistema con tres neutros aislados, las corrientes son nulas.

## CAPÍTULO 4: ESQUEMA DE CONTROL

### 4.1 INTRODUCCIÓN

A lo largo de la historia, se han utilizado numerosos esquemas de control para las máquinas trifásicas. Con los grandes avances tecnológicos, estas técnicas se han extendido al ámbito de las máquinas multifásicas, las cuales presentan ventajas frente a las trifásicas convencionales, como una mayor tolerancia a fallos debido a la redundancia de sus fases, además de una mayor producción de par y una mejor distribución de potencia por fase. Utilizar un número de fases múltiplo de tres reduce el coste de los dispositivos necesarios para implementar un esquema de control, lo que fomenta el uso de este tipo de máquinas.

Los sistemas multifásicos también presentan la presencia de subespacios ortonormales adicionales  $(x_1 - y_1, x_2 - y_2 \dots)$ , estos permiten que existan la tolerancia al fallo. No obstante, su regulación es compleja. Con el fin de regular las corrientes en estos subespacios, en la década de 1970, los primeros esquemas que se empezaron a aplicar fueron el control de flujo orientado debido a su efectividad empleando la modulación por ancho de pulso (PWM: *Pulse Width Modulation*). Posteriormente, debido a la investigación de mejoras en las respuestas de los controles, han ido apareciendo nuevos métodos de control, como es el control predictivo, este se fundamenta en la utilización de un modelo matemático discreto del sistema que se desea controlar. En cada intervalo de muestreo, el controlador evalúa las diversas acciones de control y elige la más adecuada.

En la práctica, el control predictivo basado en modelos (MPC) enfrenta desafíos relacionados como la dificultad de obtener sus parámetros o la degradación del rendimiento de la planta controlada debido a su dependencia de un modelo preciso. El principal problema radica en la sensibilidad del MPC a las variaciones de los parámetros del modelo, lo que puede afectar su funcionamiento.

Recientemente, el control predictivo sin modelo (MFPC: *Model Free Predictive Control*) ha ganado popularidad en accionamientos y electrónica de potencia como una solución para mitigar esta dependencia. Los parámetros del modelo pueden variar significativamente respecto a sus valores nominales durante el funcionamiento del sistema debido a factores como el punto de operación y las condiciones ambientales. Además, en aplicaciones *plug-and-play*, estos parámetros son generalmente desconocidos. Por ello, reducir la dependencia del control respecto al modelo es una línea de investigación emergente.

En lugar de estimar un modelo global, una de las alternativas que propone el MFPC es utilizar datos de entrada y salida que se van actualizando de manera constante, haciendo que el control se adapte al punto de operación en cada momento estimando así la dinámica del sistema de manera local. Esto resulta especialmente relevante en aplicaciones emergentes como drones, vehículos eléctricos y sistemas inalámbricos de transferencia de energía, donde los puntos de operación varían considerablemente y se enfrentan a condiciones adversas. Este enfoque ofrece una mayor flexibilidad y adaptabilidad. Esta capacidad es crucial para optimizar el rendimiento en aplicaciones modernas que requieren un control preciso y robusto en entornos cambiantes y desafiantes [11].

En este capítulo se expondrá el control predictivo de modelo de control finito (FCS-MPC) ya que es la base de la que parte el control predictivo sin modelo. Además, se explicarán las bases y los tipos del MFPC, así como el desarrollado de manera original para el presente trabajo.

## 4.2 CONTROL PREDICTIVO DE MODELO DE CONTROL FINITO (FCS-MPC)

Este es uno de los esquemas de control predictivo más utilizados actualmente. Dicho método selecciona el estado de tensión óptimo entre las opciones disponibles en el convertidor de potencia del motor.

El control predictivo se basa en un modelo discretizado de la máquina que permite anticipar su estado futuro y seleccionar las acciones óptimas en cada momento, resultando en respuestas dinámicas más rápidas que otros métodos [43]. Esta característica ha impulsado la popularidad del MPC, que no solo ofrece una respuesta rápida, sino que también permite combinar múltiples objetivos en una sola función de costo a minimizar. Además, su capacidad para aplicarse a máquinas con más de tres fases lo posicionan como una opción destacada en el control de máquinas eléctricas. En la *Figura 20* se puede observar el esquema de un MPC trifásico.

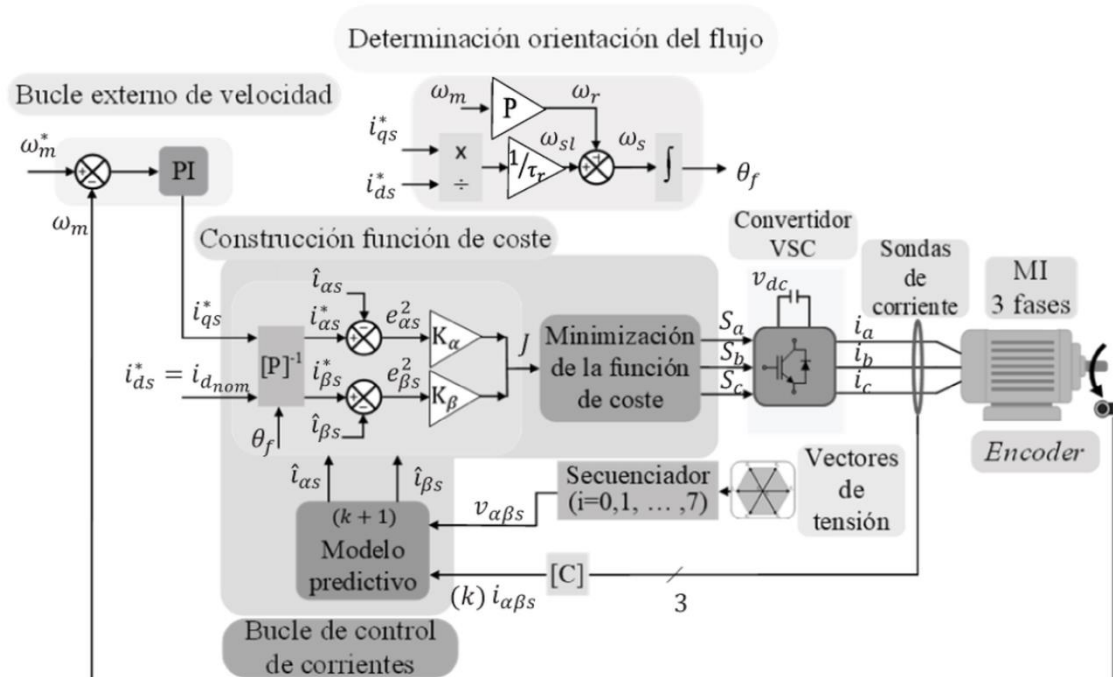


Figura 20: Esquema de control de un MPC.

Fuente:[43]

Donde el superíndice “\*” representa los valores de referencia, y aquellos que tienen acento circunflejo “^” son los valores predichos, los valores medidos son aquellos que no tienen superíndice. Se emplean las corrientes que se predicen en el instante “ $k + 2$ ” ya que es crucial considerar el impacto del coste computacional, que se incrementa con la adición de nuevos objetivos de control y un mayor número de fases, lo que resulta en un retraso en la regulación. Este fenómeno ocurre debido a la complejidad de los cálculos necesarios para predecir el comportamiento del sistema en tiempo real. Por lo tanto, al implementar el esquema de control en aplicaciones prácticas, es esencial tener en cuenta este factor para evitar aplicar estados de conmutación a señales anteriores. Este tipo de retraso es conocido como OSD (*One Step Delay*).

Para el caso trifásico, como se puede observar en la *Figura 20*, el control consta de dos partes diferenciadas, por un lado, existe un bucle externo de velocidad y por otro el lazo interno de corrientes, el primero de ellos está formado por un controlador Proporcional-Integral (PI), donde se incluye la velocidad de referencia introducida por el usuario y la velocidad del rotor medida mediante un encóder para generar la referencia de corriente  $q$  ( $i_{qs}^*$ ).

Por otro lado, la referencia de corriente  $d$  ( $i_{ds}^*$ ), se mantiene fija en su valor nominal para asegurar la magnetización adecuada con el flujo nominal (para el caso de máquinas de imanes permanentes se mantendría a 0). El lazo interno de corriente utiliza un enfoque predictivo en dos fases. En la primera fase, se predicen las corrientes para el siguiente instante “ $k + 1$ ” utilizando los valores actuales de corriente, la velocidad presente de la máquina y el estado de conmutación óptimo elegido por el controlador en el ciclo anterior. En la segunda fase, se calculan los estados futuros de la máquina para el instante “ $k + 2$ ”, basándose en la predicción previa y las posibles acciones de control disponibles.

Estos estados futuros se comparan con los valores de referencia mediante una función de coste que se intenta minimizar. La acción de control óptima es aquella que minimiza esta función de coste. El mínimo de los ocho valores proporcionará al convertidor el estado de tensión que se debe aplicar, de esta manera, el convertidor inyecta a la máquina las tensiones que generan las intensidades de fase ( $i_a, i_b, i_c$ ), garantizando

un seguimiento preciso de las referencias, la reducción de errores y la eficiencia energética. Usualmente, en sistemas multifásicos, al aparecer subespacios adicionales, lo que se busca con la función de coste es minimizar las pérdidas, por lo que las corrientes de referencia  $i_{xs}^*$  e  $i_{ys}^*$  serán siempre 0 y satisfacer la producción de flujo y par electromagnético, de este modo, la función de coste se puede presentar como se observa en la *Ecuación* (21).

$$J = K_a \cdot Error_\alpha + K_b \cdot Error_\beta + K_x \cdot Error_x + K_y \cdot Error_y \quad (21)$$

Con:

$$\begin{aligned} Error_\alpha &= (i_{\alpha s}^* - \hat{i}_{\alpha s}(k+2))^2, \\ Error_\beta &= (i_{\beta s}^* - \hat{i}_{\beta s}(k+2))^2, \\ Error_x &= (i_{xs}^* - \hat{i}_{xs}(k+2))^2, \\ Error_y &= (i_{ys}^* - \hat{i}_{ys}(k+2))^2 \end{aligned} \quad (22)$$

Los coeficientes  $K_i$  son los factores de peso, que indican la importancia que se le da a cada variable de la función de coste.

En la *Figura 21* se muestra un diagrama de flujo a modo de resumen:

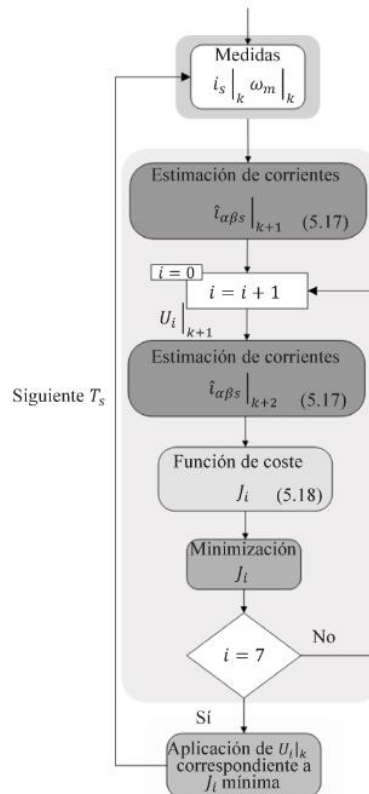


Figura 21: Diagrama de flujo del esquema de control MPC de un accionamiento de tres fases.  
Fuente:[43]

### 4.3 CONTROL PREDICTIVO LIBRE DE MODELO

El rendimiento de un algoritmo de control predictivo basado en modelos (MPC) depende en gran medida del conocimiento detallado del sistema. Aunque a menudo se introducen varias aproximaciones, como la suposición de una resistencia constante del estátor y la ausencia de acoplamiento magnético cruzado entre los ejes directo y de cuadratura; los desajustes de los parámetros siempre afectan al modelo debido a factores como los cambios en la carga eléctrica inducidos por la saturación del hierro o las variaciones de temperatura [11]. Un enfoque de control predictivo sin modelo (MFPC) ignora los efectos de las variaciones de parámetros, desajustes, no linealidades e incertidumbres inherentes al modelo [46].

#### 4.3.1 TIPOS DE MFPC

Dentro de los MFPC se pueden diferenciar tres tipos[11]:

- **Tipo I: Totalmente libre de modelo (*Look up table*):** No utilizan ningún modelo para las predicciones, en su lugar, las predicciones se realizan utilizando directamente los datos de entrada y salida anteriores del sistema, que se almacenan en una *look up table* (tabla de consulta). Esta contiene los valores de las variaciones de salida correspondientes a todos los números finitos disponibles de las entradas del sistema de control [12].
- **Tipo II: Utilización de un modelo ultralocal:** Utilizan un modelo con uno o varios términos inciertos que deben estimarse continuamente a través de los datos de entrada y salida del sistema. Los métodos de estimación pueden clasificarse en dos enfoques. El primer enfoque utiliza técnicas algebraicas de identificación de parámetros u observadores, y el segundo explota la naturaleza inherente de las ondulaciones de las variables de control (ondulaciones de salida) para estimar las partes inciertas del modelo ultralocal en lugar de adoptar observadores [47].

- **Tipo III: Corrección de la predicción:** Se utiliza un modelo ideal de la planta. Sin embargo, al utilizar los datos de entrada, salida y predicción previa del sistema, se estiman algunos factores de corrección para compensar las predicciones. Otro enfoque consiste en compensar las entradas de control que se van a aplicar a la planta de control en el siguiente periodo de muestreo [48].

Para el presente trabajo, se ha decidido desarrollar un esquema de MFPC totalmente libre de modelo utilizando las tablas de consulta, ya que este tipo de control es el único que es totalmente libre de modelo y, por lo tanto, el que tiene una mayor proyección futura.

### 4.3.2 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL MFPC

#### Ventajas del MFPC

- **Independencia de los parámetros del motor:** A diferencia de los métodos de control convencionales, el MFPC no depende de un conocimiento preciso de los parámetros del motor.
- **Alta robustez ante cambios en las condiciones de funcionamiento:** El MFPC muestra una capacidad superior para adaptarse a distintas condiciones de operación, como cambios en la carga, calentamiento o envejecimiento del accionamiento eléctrico, sin comprometer el rendimiento, manteniendo un control preciso de la corriente del motor [49].

#### Desventajas del MFPC

- **Problemas de estancamiento:** Al depender de los datos de las LUTs para la toma de decisiones en lugar de un modelo matemático predictivo, el sistema puede sufrir problemas de estancamiento en la actualización de los vectores de control aplicados.

- **Optimización limitada:** Pueden depender en gran medida de la calidad de los datos disponibles, lo que puede afectar su rendimiento si los datos son insuficientes o ruidosos.
- **Alto coste computacional:** Otra limitación relevante del MFPC radica en la necesidad de una alta capacidad computacional y almacenamiento para gestionar las LUTs, especialmente en máquinas multifásicas. En casos de configuraciones complejas, como sistemas nonafásicos, el tamaño de la LUT aumenta de manera considerable, incrementando los recursos necesarios para el almacenamiento y procesamiento de los datos. Esto limita la eficiencia en términos de computación y puede hacer menos práctico el MFPC en sistemas de control de alta demanda donde es vital minimizar el tiempo de procesamiento.

Pese a lo mostrado en este capítulo, estas técnicas de control están todavía en desarrollo, con lo que en el futuro puede que se encuentren más ventajas o desventajas [49].

## 4.4 MFPC BASADO EN TABLAS DE CONSULTAS

### 4.4.1 CASO TRIFÁSICO

Una de las primeras implementaciones del MFPC se basa en el control predictivo del modelo de control finito, en el cual, durante cada periodo de control, solo se emplea un estado de conmutación. El esquema almacena las variaciones de corriente del motor causadas por la aplicación de cada uno de los ocho vectores de tensión en el subespacio  $d - q$  (Figura 22) en dos tablas de consulta (LUT), una para cada componente del vector de corriente  $(\Delta i_d, \Delta i_q)$ .

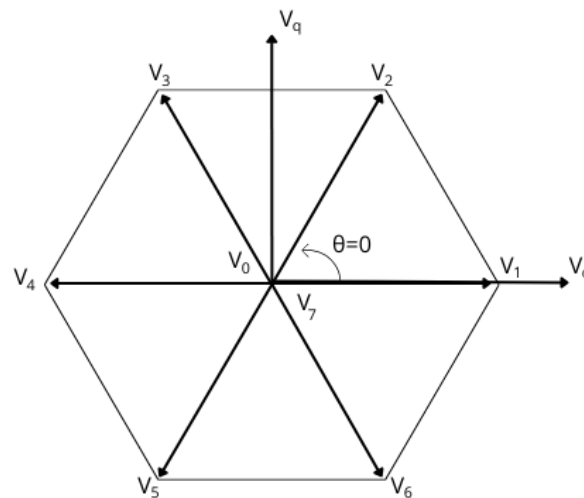


Figura 22: Estados de tensión de un sistema trifásico.  
Fuente: Elaboración propia.

### Teoría del control predictivo de la corriente

La idea que subyace en el control predictivo basado en modelo de conjunto de control finito es predecir el comportamiento futuro del sistema y elegir el vector de tensión de entrada que minimice la función de coste  $J$ , definida en la Ecuación (23).

$$J = |i_{dq}^* - \hat{i}_{dq}^z(k+2)|^2, \quad Z \in [0, \dots, 6] \quad (23)$$

En esta ecuación, el superíndice “\*” representa los valores de referencia, y aquellos que tienen acento circunflejo “^” son los valores predichos, los valores medidos son aquellos que no tienen superíndice ( $i(k)$ ), y  $\Delta i^z(k)$  es la variación de las corrientes debido al vector  $u^z(k)$  que ha sido decidido en el instante  $k - 1$ . Los valores de  $Z$  son los índices de los vectores que se pueden aplicar.

En los controles libres de modelo, cada vector de tensión base, si se aplica en un instante  $k$ , da lugar a variaciones de corrientes en los ejes  $d$  y  $q$ , que se almacenan en la tabla de consulta  $\Delta i^z(k)$ , tal y como se muestra en la *Ecuación* (24).

$$\Delta i^z(k) = i(k) - i(k - 1) \quad (24)$$

Conociendo esto, la función de coste (*Ecuación* (23)), se evalúa siete veces en cada periodo de control, ya que existen ocho posibles vectores a aplicar, pero dos de ellos son el nulo, y, por lo tanto, su producción sería la misma, por eso se evaluará uno de ellos. También, se evalúan las predicciones de corrientes en los siguientes instantes de tiempo se calculan de la manera que se muestra en la *Ecuación* (25).

$$\begin{aligned} \hat{i}^z(k + 1) &= i(k) + \Delta i^z(k) \\ \hat{i}^z(k + 2) &= \hat{i}^z(k + 1) + \Delta i^z(k + 1) \end{aligned} \quad (25)$$

De este modo, el resultado de la función de coste indicaría cuál de los siete vectores posibles a aplicar sería el óptimo en cada momento según las corrientes predichas.

Las tablas de consulta deben actualizarse continuamente cada vez que cambia el estado de conmutación del inversor, ya que, el objetivo es utilizar los datos de entrada y salida almacenados para predecir las variaciones futuras del vector de corriente. Dado que las variaciones de corriente son casi constantes durante intervalos cortos, estos datos pueden emplearse para las predicciones en el siguiente periodo de muestreo. Si un vector no se aplica durante muchos pasos de tiempo consecutivos, la información almacenada sobre la variación de la corriente se vuelve obsoleta y poco fiable, ya que la máquina podría no estar operando cerca del mismo punto de operación.

Un parámetro crucial es la frecuencia de actualización de las LUT; si es demasiado baja, el sistema puede sufrir estancamiento. Los largos periodos de estancamiento podrían incluso comprometer la estabilidad del sistema [12].

Es por esto por lo que han surgido varios métodos de antiestancamiento entre los que se pueden diferenciar dos tipos:

- **Directos:** Se impone una frecuencia de actualización mínima para las LUT actuales. Si una de las tensiones base no se aplica durante una ventana de tiempo predefinida, el vector de tensión se impone forzosamente como siguiente referencia de tensión, en otras palabras, se rechaza el vector óptimo y se recupera la información actualizada a costa de un peor seguimiento de los valores de referencia. [50].
- **Indirectos:** Se presenta una reconstrucción indirecta de las LUT, las corrientes de las LUT se actualizan en base a las relaciones matemáticas que vinculan las tensiones de entrada del inversor. Por ejemplo, en [43], con el conocimiento de las 3 últimas variaciones de corriente, se permite una actualización aproximada de los demás elementos de las LUT. La actualización se obtiene sin penalizar el rizado de las corrientes [50] ya que la frecuencia de actualización es suficientemente alta como para evitar estancamientos [51]. Sin embargo, presentan una gran desventaja que es el elevado coste computacional que requiere reconstruir los incrementos de corriente de forma algebraica además de identificar que secuencia de conmutación se ha empleado.

#### 4.4.2 CASO MULTIFÁSICO

Siguiendo la tendencia en el ámbito de los controladores multifásicos, en este Trabajo de Fin de Máster se busca extender la idea del caso trifásico al caso particular de la máquina de nueve fases. Para ello, de acuerdo con lo que se ha visto en el Capítulo 3.6: Descomposición en espacios vectoriales. En vez de utilizar los 512 estados de conmutación posibles, se han empleado tan solo los estados de conmutación que proporcionan vectores largos en el subespacio  $\alpha - \beta$  y cortos en los subespacios  $x_1 - y_1$ ,  $x_2 - y_2$  (Figura 18) y el vector nulo, resultando entonces 19 vectores [45]. Además, a diferencia del caso trifásico, al aparecer estos subespacios adicionales, en las tablas de consulta también se almacenarán los valores de incrementos de corriente en estos subespacios. De este modo, para cada vector de tensión posible a aplicar existe una

columna de la tabla con los incrementos de corriente que ha producido en los distintos subespacios.

Este procedimiento se puede emplear en el subespacio  $\alpha - \beta$  obteniendo los incrementos de cada una de las corrientes e implementar el control en este plano o en el subespacio  $d - q$ , tal y como se observa en la *Ecuación (26)*.

$$\begin{aligned}\Delta i_{\alpha\beta} &= [\Delta i_{\alpha}, \Delta i_{\beta}, \Delta i_{x_1}, \Delta i_{y_1}, \Delta i_{x_2}, \Delta i_{y_2}] \\ \Delta i_{dq} &= [\Delta i_d, \Delta i_q, \Delta i_{x'_1}, \Delta i_{y'_1}, \Delta i_{x'_2}, \Delta i_{y'_2}]\end{aligned}\tag{26}$$

Al existir una serie de subespacios secundarios, la función de coste se ha de modificar incluyendo términos que hagan referencia a los mismos, tanto para el control en  $\alpha - \beta$ , como para el control en  $d - q$ , quedando la función de coste como se observa en la *Ecuación (27)*.

$$\begin{aligned}J &= |i_d^*(k+2) - \hat{i}_d^z(k+2)|^2 + |i_q^*(k+2) - \hat{i}_q^z(k+2)|^2 + K_{XY_1} \\ &\cdot (|i_{x'_1}^*(k+2) - \hat{i}_{x'_1}^z(k+2)|^2 + |i_{y'_1}^*(k+2) - \hat{i}_{y'_1}^z(k+2)|^2) + K_{XY_2} \\ &\cdot (|i_{x'_2}^*(k+2) - \hat{i}_{x'_2}^z(k+2)|^2 + |i_{y'_2}^*(k+2) - \hat{i}_{y'_2}^z(k+2)|^2), \quad Z \in [0, \dots, 19]\end{aligned}\tag{27}$$

Donde el término  $K_{XY}$  es una constante que se modifica en función del peso que se le quiera dar a los subespacios, y por tanto a las pérdidas asociadas a los subespacios secundarios. Si esta constante es mayor, el peso que se le da en la función es mayor y, por consiguiente, las pérdidas, que están asociadas a estos subespacios, serán menores.

## 4.5 ESQUEMA DE CONTROL PROPUESTO

El objetivo del presente Trabajo Fin de Máster era analizar las secuencias de conmutación y proponer un esquema de control libre de modelo para controlar una máquina de nueve fases. Para lograr esto, siguiendo la teoría expuesta en el Capítulo 4.4.2: Caso multifásico, se ha desarrollado un esquema de control libre de modelo basado en tablas de consulta en el subespacio  $d - q$ . Adicionalmente, el control se ha mejorado aplicando un algoritmo de antiestancamiento casi-directo, ya que permite que la información almacenada en las LUT no quede obsoleta, obligando a aplicarse los vectores sopesando su estancamiento en una función de coste, y, por tanto, se satisfaga el seguimiento de las variables de control.

Para desarrollar el algoritmo de antiestancamiento, se parte de uno de los elementos fundamentales del control predictivo basado en modelo, la función de coste. Concretamente, esta pasa a tener dos términos:

$$J = J_{\text{error}} + J_{\text{temporal}} \quad (28)$$

El primero de ellos llamado  $J_{\text{error}}$  se encargará de elegir cuál es el vector óptimo siguiendo los criterios de disminución del error cuadrático cometido en el seguimiento de las corrientes, tal y como se ha expuesto en la *Ecuación (27)*.

De manera *offline* es necesario establecer los valores de los distintos factores de peso. Para ajustarlos se ha empleado un índice de seguimiento de las corrientes, tal y como se muestra en la *Ecuación (29)*.

$$\begin{aligned} \text{Índice}_{dq} &= \frac{1}{n} \sum_{n=1}^n |i_d^*(k) - \hat{i}_d(k)|^2 + \frac{1}{n} \sum_{n=1}^n |i_q^*(k) - \hat{i}_q(k)|^2 + K_{XY_1} \\ &\cdot \left( \frac{1}{n} \sum_{n=1}^n |i_{x'1}^*(k) - \hat{i}_{x'1}^z(k)|^2 + \frac{1}{n} \sum_{n=1}^n |i_{y'1}^*(k) - \hat{i}_{y'1}^z(k)|^2 \right) + K_{XY_2} \\ &\cdot \left( \frac{1}{n} \sum_{n=1}^n |i_{x'2}^*(k) - \hat{i}_{x'2}^z(k)|^2 + \frac{1}{n} \sum_{n=1}^n |i_{y'2}^*(k) - \hat{i}_{y'2}^z(k)|^2 \right) \end{aligned} \quad (29)$$

Se ha hecho un bucle anidado de simulaciones, dónde para buscar el mejor ajuste el objetivo es minimizar este índice, el valor de los factores de peso seleccionado es aquel en el que el error entre las corrientes  $d - q$  no aumenta mientras que el error en los subespacios secundarios sí que se va reduciendo. Justo en el momento en el que empeora el seguimiento en  $d - q$ , se toma el punto anterior, donde el error en  $x - y$  se ha reducido y en  $d - q$  se ha mantenido. Para observar esto visualmente se presenta en la *Figura 23* la gráfica donde se observa el mínimo del índice ( $K_{XY1} = 0.07, K_{XY2} = 0.08$ ).

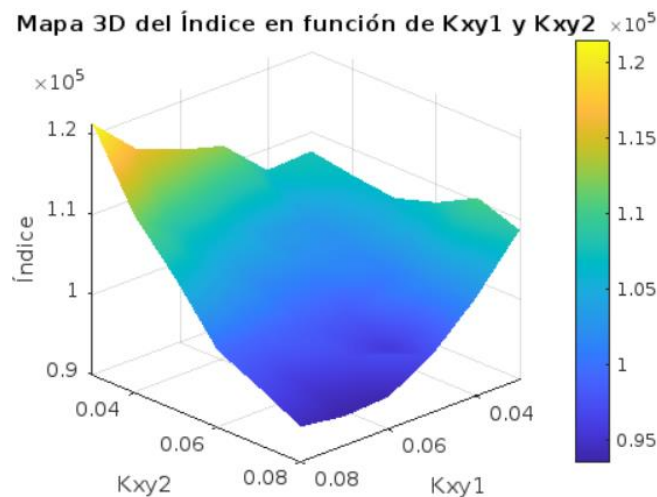


Figura 23: Gráfico del índice  $d - q$

Dentro del algoritmo de control, una vez se obtenga el valor de  $J_{error}$  para cada uno de los 19 posibles vectores, se normaliza dividiendo el valor asociado a cada vector entre el mayor de ellos, de este modo, se almacenan los valores entre 0 y 1.

El segundo de los términos, ( $J_{temporal}$ ), se encarga de seleccionar los vectores que llevan más tiempo sin aplicarse y, por lo tanto, cuya información se encuentra más desactualizada. Para lograr esto, se utiliza una variable normalizada (*Tiempo*). Esta variable se calcula dividiendo el tiempo desde la última aplicación de cada vector (almacenado en el array  $Tiempo_{UA}$ ) por el mayor de los tiempos o por un umbral, que indica el estancamiento del vector. Este umbral se obtiene dividiendo la velocidad de rotación del rotor por una constante de valor (5.000), establecida heurísticamente (*Ecuación (30)*).

$$Tiempo = \frac{Tiempo_{UA}}{\max(\max(Tiempo_{UA}), \frac{W_m}{5000})} \quad (30)$$

Como el objetivo es darle mayor prioridad a aquellos que llevan más tiempo sin aplicarse se obtiene el valor de los 19 vectores de  $J_{temporal}$  con el complementario de  $Tiempo$ , tal y como se expone en la *Ecuación* (31):

$$J_{temporal} = 1 - Tiempo \quad (31)$$

Para finalizar, se suman ambos términos y se evalúan para los 19 casos, y se selecciona aquel vector cuyo valor sea menor. Gracias a esta función de coste multiobjetivo, se consigue el equilibrio entre: disminución del error en el seguimiento de las corrientes  $i_d, i_q, i_{x'_1}, i_{y'_1}, i_{x'_2}, i_{y'_2}$  y la actualización de las LUT de una forma menos rígida que los métodos propuestos en la biografía.





## CAPÍTULO 5: ANÁLISIS DE LAS SECUENCIAS.

### 5.1 INTRODUCCIÓN

La secuencia, en el contexto de este trabajo, se define como el conjunto de acciones de control aplicadas entre dos ciclos sucesivos para controlar la máquina. En cada período de control, se aplica un vector específico, lo cual permite establecer una secuencia que puede clasificarse en tres tipos: secuencias activas, nulas y mixtas. Las secuencias activas contienen únicamente vectores distintos de cero, las nulas solo contienen vectores nulos, y las mixtas alternan entre vectores activos y nulos. A lo largo de este capítulo, se estudiarán estas distintas secuencias y se analizarán las secuencias activas para identificar las más adecuadas para el control requerido.

## 5.2 ESTUDIO DE LAS SECUENCIAS NULAS Y MIXTAS

Este tipo de secuencias son las que incluyen al vector nulo, clasificándose en:

- **nulas:** El vector nulo se aplica dos veces consecutivas (nulo a nulo).
- **mixtas:** El vector nulo se aplica antes de un vector activo (transición de nulo a activo) o después de un vector activo (transición de activo a nulo).

Con el fin de obtener esta información, en el capítulo de resultados se ha hecho esta clasificación. Esta serie de secuencias se suelen emplear cuando el punto de aplicación es bajo, ya que, al aplicar el vector nulo, se consigue modular radialmente la media de la tensión aplicada

## 5.3 ESTUDIO DE LAS SECUENCIAS ACTIVAS

Para hacer un estudio de cuáles son las secuencias más beneficiosas para el funcionamiento de la máquina, se ha realizado en Matlab una representación de los vectores largos en el subespacio  $\alpha - \beta$  y sus respectivas gráficas en los subespacios secundarios. De este modo, se puede hacer un análisis del desfase que tienen los distintos vectores en cada uno de los subespacios.

Esta información se recoge en la *Tabla 1*:

Tabla 1: Posibles secuencias de control

$\alpha - \beta$	0°	20° (h)	40° (h)	60° (h)	80° (h)	100° (h)	120° (h)	140° (h)	160° (h)	180°
$x_1 - y_1$	0°	100° (h)	160° (a)	60° (a)	40° (h)	140° (h)	120° (a)	20° (a)	80° (h)	180°
$x_2 - y_2$	0°	140° (h)	80° (a)	60° (h)	160° (a)	20° (a)	120° (h)	100° (a)	40° (h)	180°

En la tabla se muestra (a) o (h) en función del sentido de la distancia angular. (a) antihorario y (h) horario. Además, se presentan con un color más oscuros aquellos ángulos que tienen un mayor interés para la aplicación secuencial de los dos vectores.

En la primera columna se muestra el vector a  $0^\circ$ , es decir, la aplicación del mismo vector, esto suele ser común ya que cuando pasa un periodo de control, el sistema no ha llegado al requerimiento que se precisaba, con lo cual, se aplica de nuevo el mismo vector.

En la segunda columna, aplicar un vector y en el siguiente periodo de control aplicar uno que se encuentre a  $20^\circ$  de él en el subespacio  $\alpha - \beta$ , puede ser una buena opción ya que el control sigue la tendencia de producir tensiones en el mismo entorno. La gran diferencia que existe es que en el subespacio  $x_2 - y_2$  los vectores se encuentran a  $140^\circ$ , de este modo, la aplicación consecutiva de estos dos vectores reduciría la tensión resultante en este subespacio.

En la tercera columna, el ángulo a  $40^\circ$  resulta interesante ya que si se aplica un vector y seguidamente el vector que se encuentra a  $40^\circ$  en el subespacio  $\alpha - \beta$ , presenta un desfase de  $160^\circ$  (vector en cuasioposición) en el primer subespacio, lo que conlleva que gran parte de la tensión inyectada por el primer vector se anula al aplicar el segundo vector, lo que resulta interesante ya que, de este modo se reducen las pérdidas.

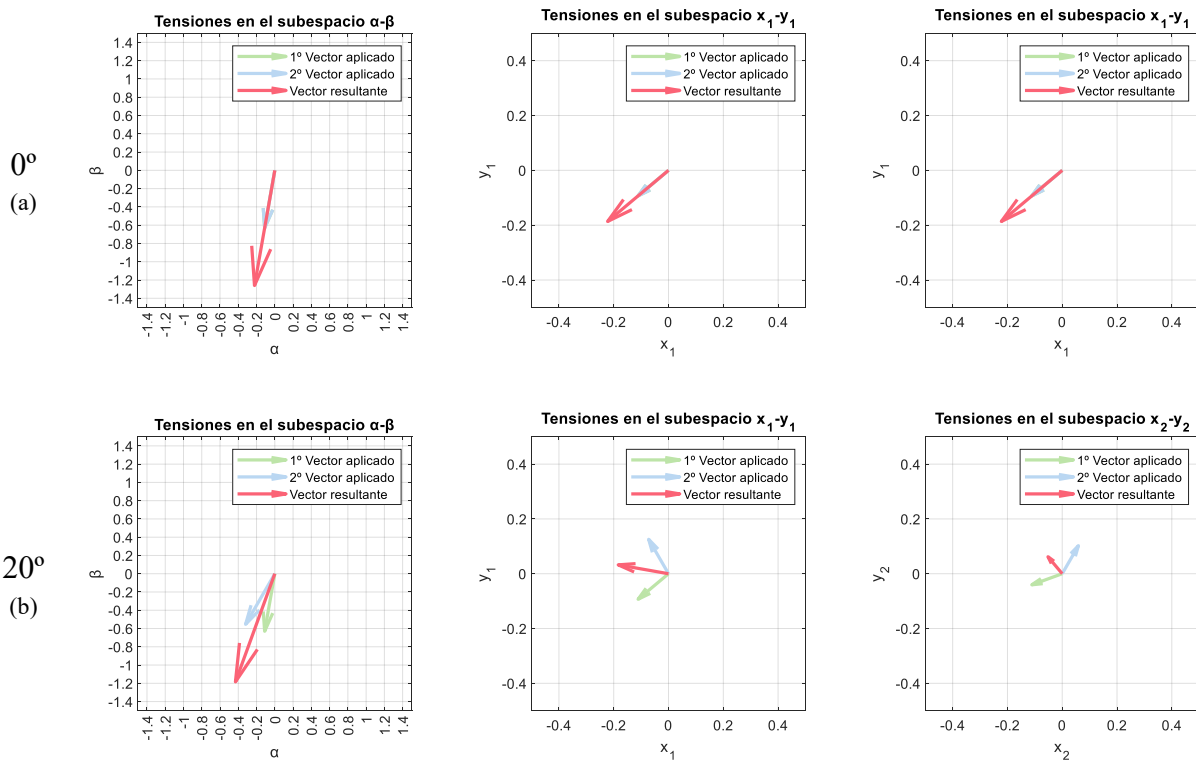
En la cuarta columna, el vector a  $60^\circ$  ya deja de ser interesante, ya que se distancia del entorno cercano de los vectores que se están aplicando y pierde la tendencia del control, ya que, al aplicar esta secuencia, no se disminuyen las pérdidas en los subespacios secundarios y se puede perder el seguimiento de la velocidad.

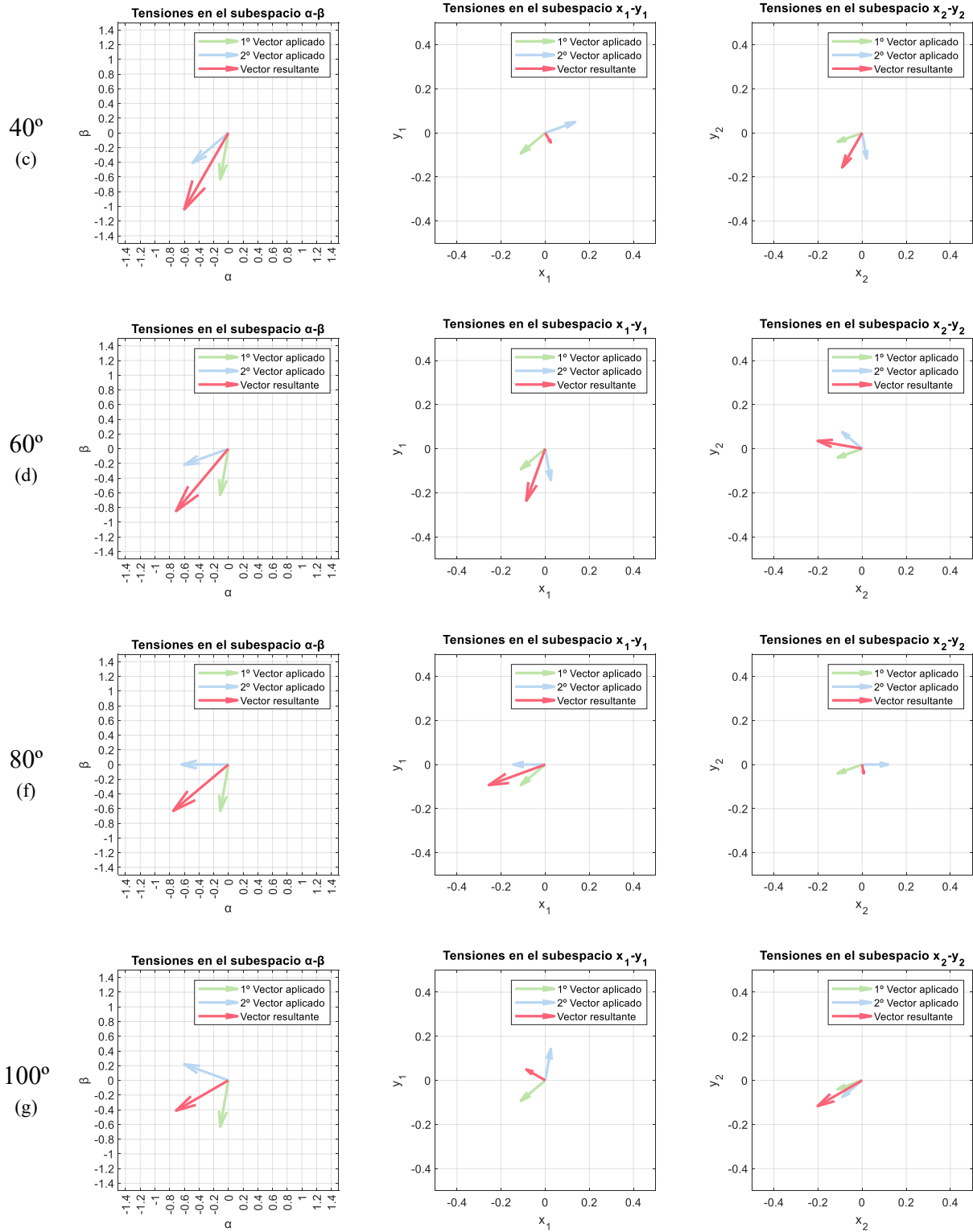
A partir de aquí sucede lo mismo con el resto de las columnas, si bien es cierto que algunas secuencias sirven para reducir las pérdidas, ya que hay vectores que se encuentran con un gran desfase en los subespacios secundarios, estas secuencias no serán óptimas porque se desvían de los intereses del control en el plano primario.

La secuencia de aplicar un vector en oposición representa un caso extremo, ya que el vector se encuentra en oposición en todos los subespacios. Aunque esto es beneficioso en términos de pérdidas, no resulta adecuado para la regulación de la

velocidad. Por otro lado, el caso del vector nulo es especial, ya que no aplica tensión en ningún subespacio; se utiliza cuando el control se está siguiendo adecuadamente y no es necesario aplicar un vector largo. A pesar de que ambos casos tienen una producción nula media, su comportamiento difiere. La aplicación de vectores contrapuestos genera un mayor rizado y más pérdidas, lo que lleva a su descarte en favor de estrategias más efectivas.

Para facilitar una mejor interpretación, se han representado las distintas secuencias en los tres subespacios junto con el vector resultante de la aplicación de los dos vectores, lo que simula algo parecido a lo que pasaría al aplicar los dos vectores de forma consecutiva. Esto permite evaluar de una manera sencilla si la secuencia es adecuada o no.





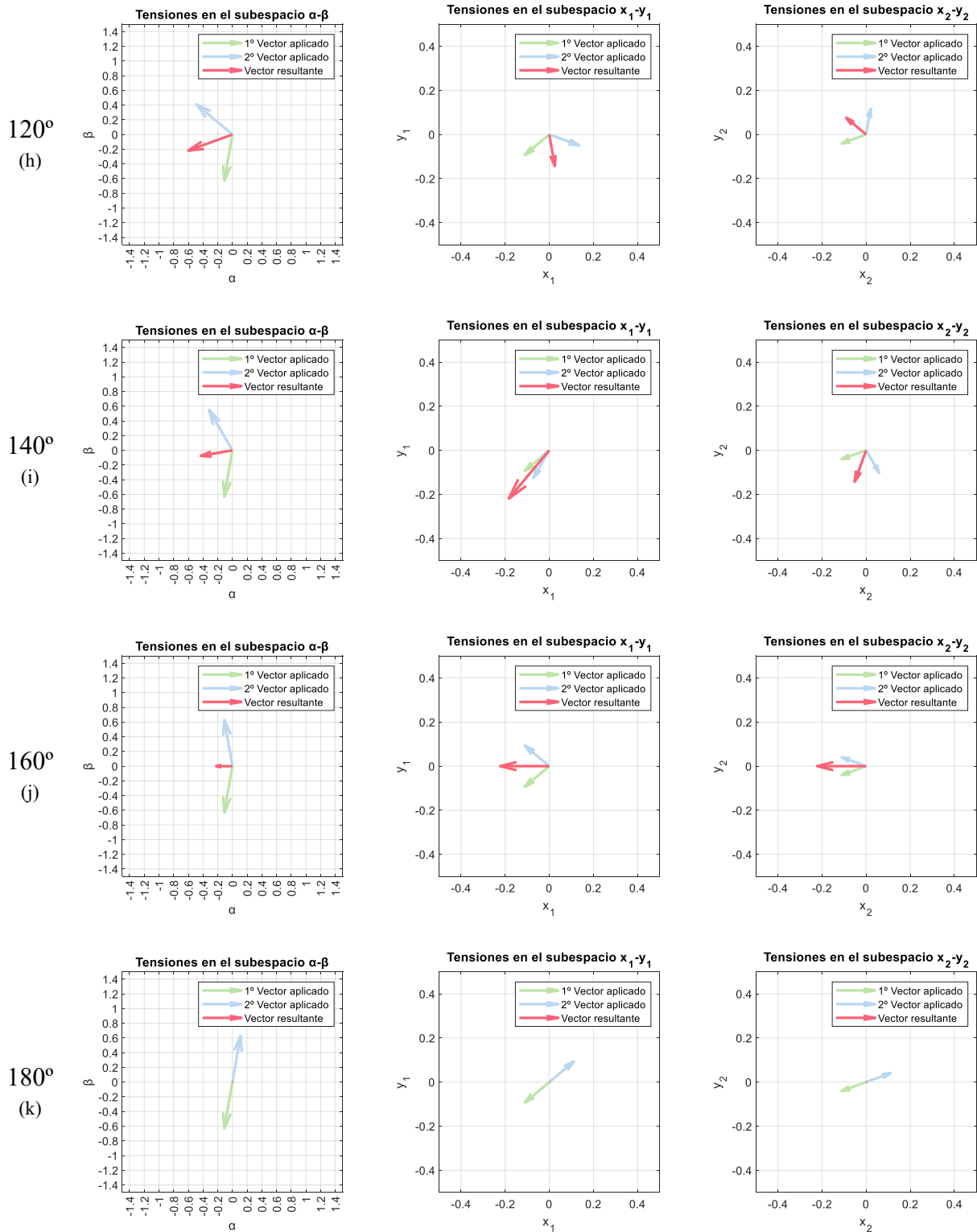


Figura 24: Tensiones en el subespacio  $\alpha - \beta$  (columna izquierda), tensiones en el subespacio  $x_1 - y_1$  (columna central), tensiones en el subespacio  $x_2 - y_2$  (columna derecha). De arriba abajo (a) secuencia de vectores a 0°, (b) secuencia de vectores a 20°, (c) secuencia de vectores a 40°, (d) secuencia de vectores a 60°, (e) secuencia de vectores a 80°, (f) secuencia de vectores a 100°, (g) secuencia de vectores a 120°, (h) secuencia de vectores a 140°, (i) secuencia de vectores a 160°, (k) secuencia de vectores a 180°.

En las distintas representaciones se puede verificar lo expuesto anteriormente, concluyendo que las mejores secuencias son aquellas con mayor producción en el primer subespacio ( $0^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $40^\circ$ ) y menor en los subespacios secundarios ( $20^\circ$ ,  $40^\circ$ ). Otra forma de hacer el estudio es recoger en una tabla el porcentaje de producción con respecto a la máxima (que sería la que se produciría al aplicar dos veces el mismo vector (secuencia a  $0^\circ$ ) de cada una de las secuencias en los distintos subespacios.

De este modo, se presenta la *Tabla 2* con los porcentajes:

Tabla 2: Porcentaje de producción de las diferentes secuencias.

	<b>0</b>	<b>20</b>	<b>40</b>	<b>60</b>	<b>80</b>	<b>100</b>	<b>120</b>	<b>140</b>	<b>160</b>	<b>180</b>
$\alpha - \beta$	<b>100%</b>	98.48%	93.97%	86.60%	76.60%	64.28%	50%	34.20%	17.37%	0%
$x_1 - y_1$	<b>100%</b>	64.28%	17.37%	86.60%	93.97%	34.20%	50%	93.97%	76.60%	0%
$x_2 - y_2$	<b>100%</b>	34.20%	76.60%	86.60%	17.37%	98.48%	50%	64.28%	93.97%	0%

En esta tabla, se puede observar de manera sencilla cuales son las secuencias que favorecen los requerimientos del control, en función de si se quiere hacer un mayor hincapié en las pérdidas o en el seguimiento de las componentes productoras de flujo/par se promocionarán unas secuencias u otras.





## CAPÍTULO 6: SIMULACIÓN

### 6.1 INTRODUCCIÓN

Tras definir el esquema de control propuesto y fundamentar los conceptos utilizados en el modelo de la máquina síncrona de imanes permanentes, este capítulo se dedicará a llevar a cabo una implementación inicial en un entorno de simulación para comprobar la efectividad de la estrategia diseñada. En este apartado se mostrará el simulador desarrollado con el programa *Matlab/Simulink*.

El propósito principal de esta sección es analizar el correcto funcionamiento y la efectividad del sistema de control a través de la simulación, lo que posibilitará realizar correcciones y refinamientos si es preciso antes de su aplicación en un entorno real. Se llevará a cabo una detallada explicación de cada bloque y conexiones utilizadas en *Simulink* para crear un simulador preciso del comportamiento de la máquina síncrona de imanes permanentes.

## 6.2 MODELO DE LA MÁQUINA

En primer lugar, se mostrará el bloque del modelo de la máquina, en él se incluirán las ecuaciones que modelan el funcionamiento de la máquina de imanes permanentes además de las transformadas necesarias para los cambios de sistemas de referencias *Figura 25*.

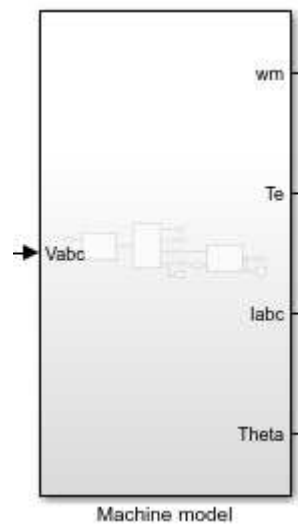


Figura 25: Bloque del modelo de la máquina.

Como se aprecia en la *Figura 25*, este bloque consta de una entrada ( $V_{abc}$ ) que son las tensiones de cada una de las nueve fases, provenientes del convertidor y cuatro salidas que son:

- Velocidad mecánica ( $\omega_m$ ), a partir de la velocidad mecánica se obtendrá la velocidad eléctrica de las corrientes del rotor.
- Par eléctrico ( $T_e$ ): Par electromagnético producido por la máquina.
- Corrientes de fase ( $I_{abc}$ ): Corrientes de las nueve fases.
- Ángulo  $\theta$ : Ángulo de la orientación del flujo magnético del rotor.

### 6.2.1 SUBSISTEMAS DEL MODELO

Dentro del bloque del modelo de la máquina existen varios subsistemas como se puede apreciar en la *Figura 26*.

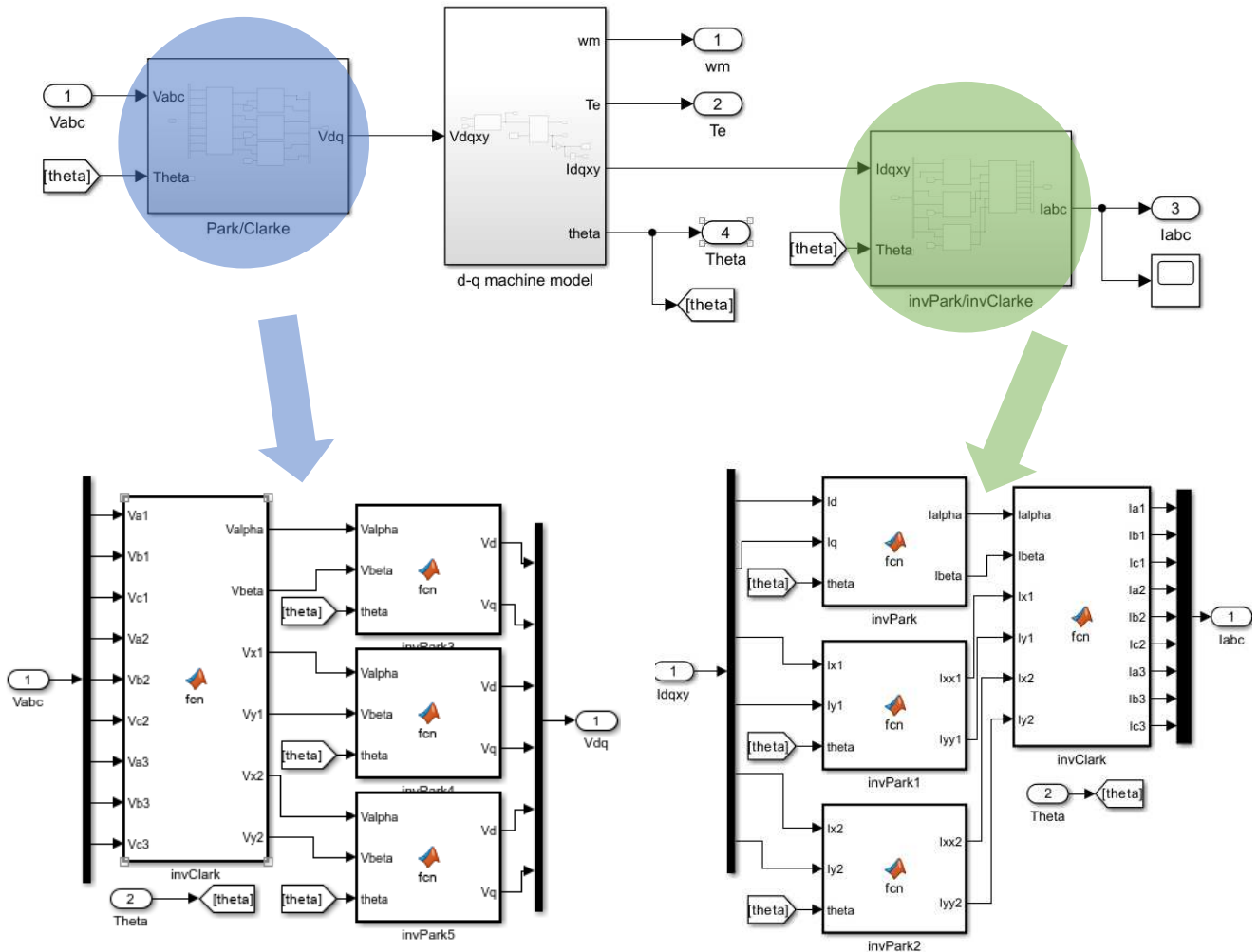


Figura 26: Bloques de las transformadas de Clarke y Park directas e inversas.

El primer subsistema de color azul contiene las transformadas directas de Clarke y Park. La entrada a este subsistema son las corrientes de fase de la máquina, estas, se introducen a una función que las multiplica por la matriz de Clarke. De este modo, se obtienen las tensiones en los subespacios ortogonales  $\alpha - \beta$ ,  $x_1 - y_1$ ,  $x_2 - y_2$ . Tal y como se ha visto en el Capítulo 3.3: Caso de la máquina de nueve fases. Con las tensiones en este marco de referencia se aplica la matriz de Park a las tensiones de cada uno de los subespacios y se obtienen las nuevas tensiones en el nuevo marco de referencia  $d - q$ ,  $x'_1 - y'_1$ ,  $x'_2 - y'_2$ .

Con el fin de obtener las corrientes de fase, se repite el procedimiento anterior, pero aplicando las transformadas inversas de Park y posteriormente de Clarke.

### 6.2.2 MODELO EN $d - q$

Dentro del subsistema central se encuentran las ecuaciones de tensión y las ecuaciones mecánicas de la máquina, como se puede apreciar en la *Figura 27*.

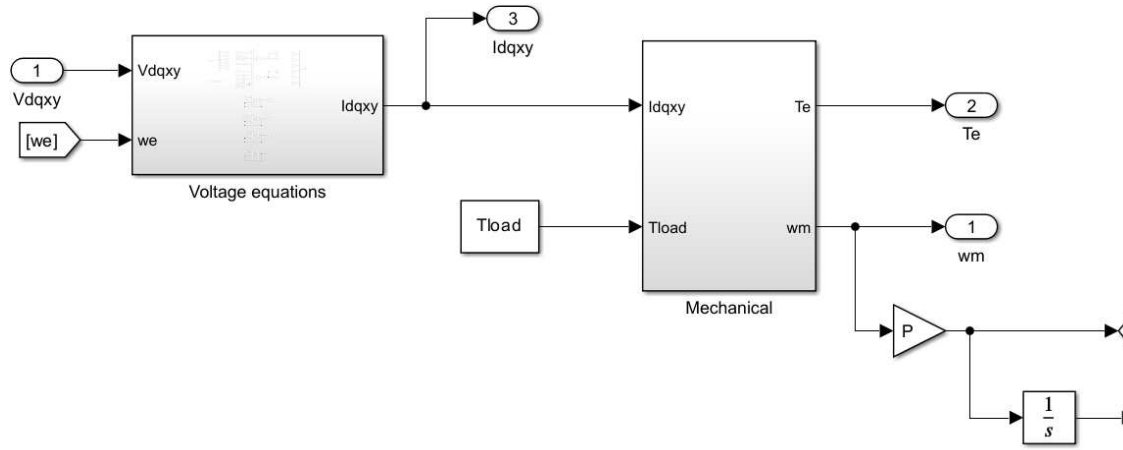
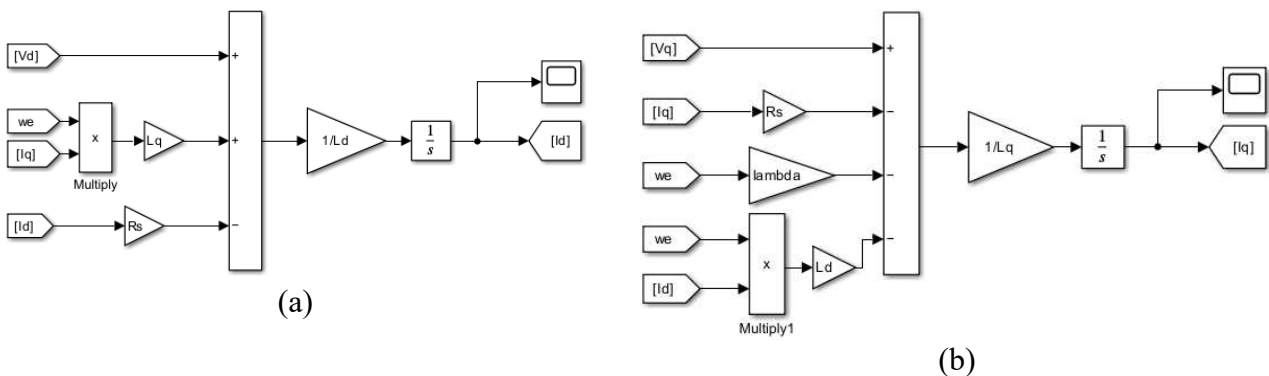


Figura 27: Bloque del modelo en d-q.

- **Ecuaciones de tensión**

En este subsistema, se obtienen las corrientes de la máquina en función de las tensiones de entrada para cada una de las componentes, como se ha visto en el Capítulo 3.4: Modelo del motor nonafásico.



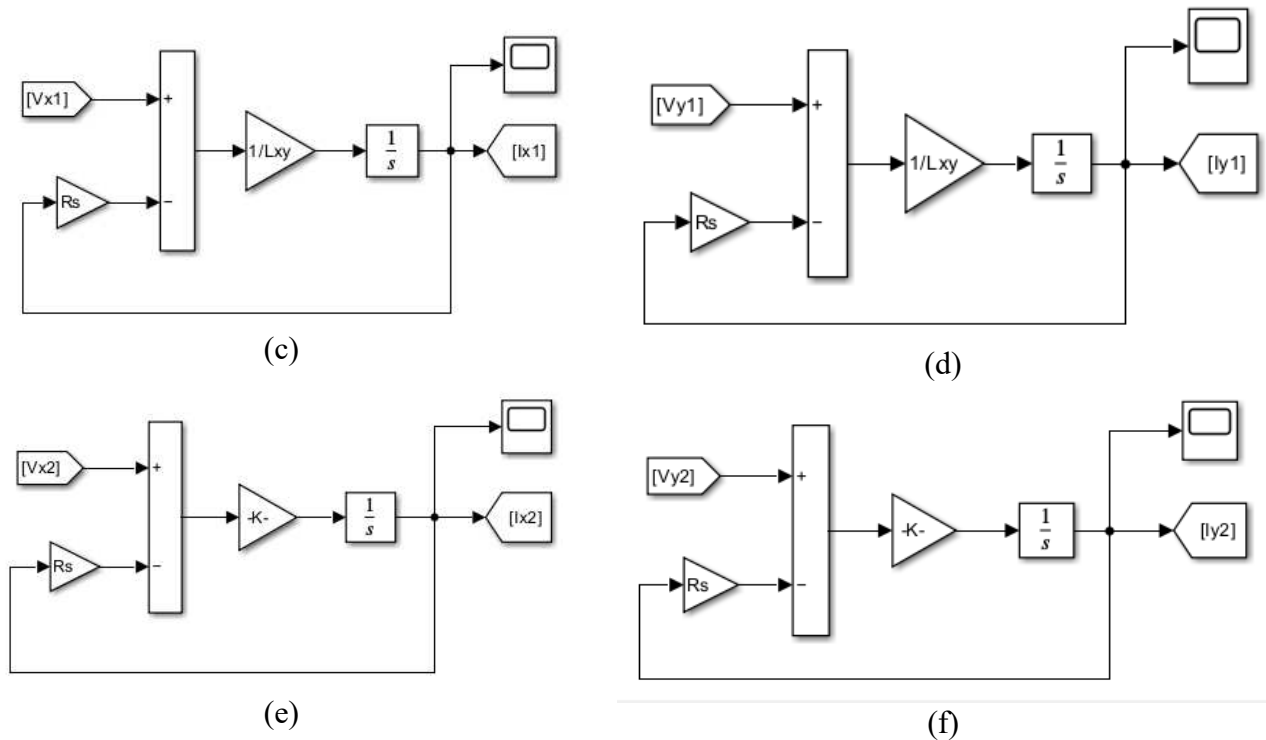


Figura 28: Modelo en *Simulink* de los circuitos equivalentes a) componente  $d$  b) componente  $q$  c) componente  $x_1$  d) componente  $y_1$  e) componente  $x_2$  f) componente  $y_2$ .

- **Ecuaciones mecánicas**

Del mismo modo, se obtiene el par electromagnético de la máquina  $T_e$  a partir de las intensidades obtenidas en el bloque anterior con la *Ecuación* (12). Con este par y el par de carga de la máquina se obtiene la velocidad mecánica  $\omega_m$  del rotor, que es la salida del bloque.

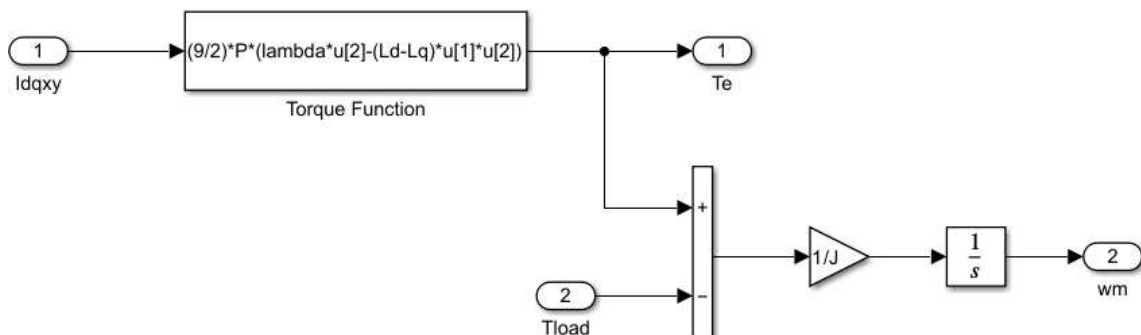


Figura 29: Bloque de ecuaciones mecánicas

### 6.3 BLOQUE DE CONTROL

El principal bloque de trabajo de este simulador es el de control, este es una función de Matlab integrada, cuyas entradas son la intensidad medida de cada una de las fases ( $I_{phase_{med}}$ ), la velocidad de rotación a la que se quiere llevar la máquina ( $\omega_{m_{ref}}$ ), el ángulo de la orientación del flujo magnético del rotor ( $\theta$ ) y la velocidad de rotación actual del rotor ( $\omega_m$ ).

Las salidas del bloque son:

- Estado de conmutación del próximo vector a aplicar ( $S_{out}$ ).
- Corrientes en el subespacio  $d - q$  ( $i_{dq}$ ).
- Corrientes en el subespacio  $\alpha - \beta$  ( $i_{\alpha\beta}$ ).
- Tabla con la variación de corriente producida en cada una de las componentes  $d, q, x'_1, y'_1, x'_2, y'_2$  para cada vector aplicado.
- Tiempo desde la última aplicación de cada uno de los vectores.
- Ocurrencia (tomando de referencia un vector aplicado en el instante anterior, contabiliza las veces que se aplica un vector a 0, 20, 40 ... grados en el instante actual, sumando 1 en la posición correspondiente de la tabla).

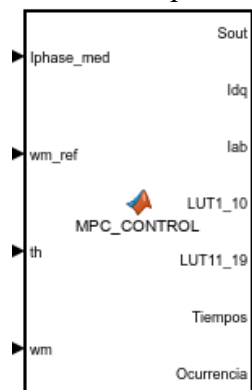


Figura 30: Bloque del esquema de control directo

Para el control, realmente solo es necesario el estado de conmutación a aplicar. El resto de las salidas se utilizan para conocer el estado de la máquina y evaluar el correcto funcionamiento del esquema de control. Dentro de este bloque está programado un control proporcional-integral (PI) que se encarga de corregir el error entre la velocidad de rotación del rotor y la de referencia proporcionando el valor de la intensidad  $q$  de referencia  $I_{q\ ref}$ , tal y como se ve en el esquema de la *Figura 31*.

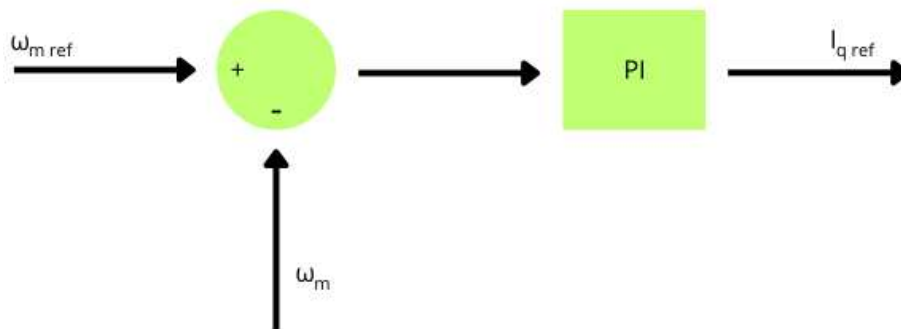


Figura 31: Controlador de velocidad  
Fuente: Elaboración propia

Además, como las intensidades de entrada son las intensidades de fase medidas y el control se hace en el subespacio  $d - q$ , se aplican las transformadas de Clarke y de Park dentro de la misma función siguiendo las ecuaciones expuestas en el Capítulo 3: Modelado matemático. y se inicializa la tabla de consulta.

También, se programa una función que contabiliza el tiempo desde la última aplicación de cada uno de los vectores a partir del número de ciclos y el periodo de control. Otra función que se programa es una que almacena la secuencia de disparo en función del ángulo que forman el vector aplicado en el instante  $k$  y el que se va a aplicar en el instante  $k + 1$ , clasificándolos en  $0^\circ, 20^\circ, 40^\circ, 60^\circ, 80^\circ, 100^\circ, 120^\circ, 140^\circ, 160^\circ, 180^\circ$  y el nulo, ya que, al implementar solo vectores largos, estos son los posibles ángulos que pueden formar en el subespacio  $d - q$ .

Para conocer cuál es vector a aplicar en el siguiente instante, conociendo los valores de la variación de intensidad almacenados en la tabla de consulta (*Figura 32*) de todos los vectores y el tiempo desde la última aplicación de los mismos, se programa la función de coste expuesta en las *Ecuaciones (27) y (28)*.

0.05146	0.2921	0.2333	0.2304	-0.3974	-0.3738	-0.354	-0.3701	-0.2509	-0.1991
-0.0648	-0.4454	-0.481	-0.4808	-0.09643	0.1097	0.1261	-0.2386	-0.4041	-0.4433
-0.002972	-0.002793	1.173e-05	-0.006844	-0.006598	-0.005105	0.0005983	0.0001131	0.0005056	-0.006882
-0.0009719	0.0029	-0.003282	0.003026	-0.003104	0.001495	-0.002433	-0.004646	0.001508	-0.001368
0.001808	0.00265	0.0008696	0.003266	0.003898	-0.002031	0.004965	0.001857	-0.00107	0.004499
0.0004768	0.004163	-0.003287	0.002071	-0.002291	0.0006276	-0.0002544	0.004153	-0.001581	0.002534

0.2463	0.4201	0.4788	0.489	0.5086	0.5007	0.05234	-0.02367	-0.2327
0.3557	0.2101	0.1002	-0.2	-0.1343	0.06614	0.39	0.3894	0.2917
0.0005141	-0.003901	-0.005813	-0.006051	-0.00354	0.0008563	-0.0002498	-0.006992	-0.004382
-0.003667	-0.006618	0.001435	0.003697	-0.005006	-0.001288	0.002401	-0.001829	-0.004926
-0.00169	0.002436	0.002048	-0.001514	0.00441	0.001525	0.003839	-0.0001934	-0.0004157
0.0003421	0.004394	-0.002592	0.001136	-0.001797	0.003462	-0.002335	0.003888	-0.002274

Figura 32: LUT de las variaciones de intensidad de cada vector.

## 6.4 BLOQUE DEL CONVERTIDOR

El último de los bloques imprescindibles del simulador es el que modela el convertidor (*Figura 33*), compuesto por un bloque de una ganancia que convierte el estado de conmutación a aplicar (entrada) a la tensión de fase que produce (salida) según la *Ecuación (20)*.

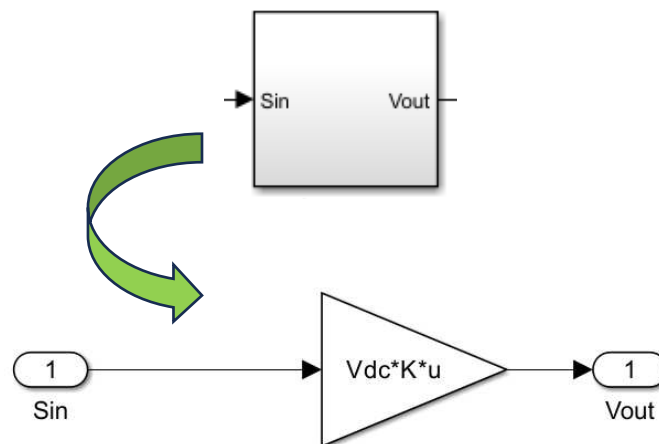


Figura 33: Bloque del convertidor

Para lograr esto, el bloque de ganancia sirve para multiplicar los estados de conmutación de los interruptores IGBT por la tensión del bus de continua junto con la matriz  $K$  del convertidor, expuesta en el Capítulo 3.5: Modelo del convertidor de tensión.

## 6.5 SIMULADOR INTEGRAL

Para finalizar este capítulo se mostrará el simulador completo (*Figura 34*), donde se puede observar el modo de conexión de los tres bloques principales que se han expuesto a lo largo del presente capítulo.

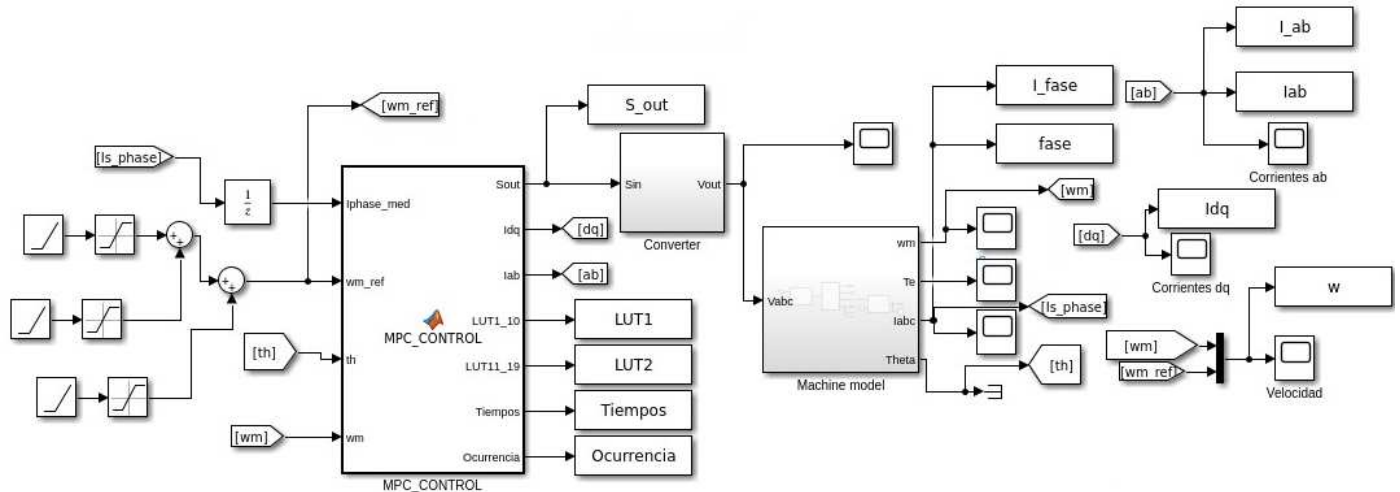


Figura 34: Simulador completo

Adicionalmente a los bloques principales, se han empleado entradas rampa con saturaciones para estudiar el comportamiento del esquema de control en diversas condiciones de funcionamiento, también se han empleado varias ventanas de osciloscopios y tablas para ver diversas variables en tiempo real. Además, para un posterior procesamiento y representación, se han empleado bloques que almacenan los valores para incluirlos en los scripts de Matlab.

## 6.6 PARÁMETROS EMPLEADOS

Para poder realizar la simulación, ha sido necesario incluir una serie de parámetros en el simulador, estos parámetros se recogen en la *Tabla 3*.

Tabla 3: Tabla de parámetros

Parámetro	Nomenclatura	Valor
$L_q$	Inductancia eje $q$	41.22 (mH)
$L_d$	Inductancia eje $d$	41.22 (mH)
$L_{xy1}$	Inductancia plano $x_1, y_1$	4.23 (mH)
$L_{xy2}$	Inductancia plano $x_2, y_2$	4.23 (mH)
$R_s$	Resistencia del estátor	1 ( $\Omega$ )
$P$	Número de pares de polos	4
$\lambda_f$	Flujo de los imanes	0.1028 (Wb – vuelta)
$J$	Inercia	0.005 ( $Kg \cdot m^2$ )
$V_{dc}$	Tensión del bus de continua	300 (V)
$T_m$	Periodo de simulación	1 ( $\mu$ S)
$f_{control}$	Frecuencia de control	10 (KHz)
$\tau_{load}$	Par de carga	5 ( $N \cdot m$ )

## **CAPÍTULO 7: RESULTADOS Y ANÁLISIS DE LA SIMULACIÓN**

### **7.1 INTRODUCCIÓN**

En el presente capítulo se mostrarán los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas con los diferentes esquemas de control en distintos puntos de operación. En primer lugar, se presenta el esquema de control del que se parte, el FCS-MPC, donde se muestran los resultados obtenidos en distintos puntos de operación y diferentes frecuencias de control, junto con dos variantes. La primera de ellas es un control denominado MUS-2 que consiste en favorecer la aplicación del vector nulo frente a aquellas secuencias activas que tienen producción nula o casi nula en el subespacio principal [52]. Este control ha mostrado resultados favorables en máquinas de inducción hexafásicas. Por otro lado, la segunda variante (Vectores adyacentes) favorece la aplicación de los vectores que se encuentran a 0, 20 y 40 grados del último vector aplicado, dado que son las secuencias consideradas preferibles en el estudio previamente realizado. Seguidamente, se expondrán los resultados del esquema de control libre de modelo basado en LUT, que se ha diseñado partiendo de la base del esquema anterior, junto con sus variantes. Además, se explicará cómo el modelo se estanca y, por lo tanto, da paso al tercer esquema, donde el control se complementa con un algoritmo de antiestancamiento.

Para finalizar, se hará un resumen con comparaciones de los distintos esquemas de control propuestos.

## 7.2 CONTROL FCS-MPC

En este capítulo se expondrán los resultados que se obtienen con este control. Se graficará el control en distintos puntos de operación con un par de carga constante de  $9 \text{ N} \cdot \text{m}$  y una frecuencia de control de 20 kHz. Adicionalmente, en una tabla se recogerán todos los índices de calidad variando el par de carga y la frecuencia de control.

### 7.2.1 CONTROL EN $\omega = 100 \text{ rpm}$

En esta primera simulación, la velocidad de referencia se ha ajustado a 100 rpm. El objetivo principal es que el sistema de control consiga alcanzar esta velocidad y mantenerla con un error en régimen permanente reducido.

Los resultados obtenidos visualizan en la *Figura 35*.

Comenzando en la columna izquierda, en la *Figura 35 (a)*, se observa la velocidad de la máquina, la cual rápidamente alcanza la referencia de 100 rpm y se mantiene de forma estable, siguiendo esta consigna con un margen mínimo de error, lo que evidencia un control efectivo. En las *Figuras 35(b)*, *35(c)* y *35(d)*, se muestran las corrientes de las nueve fases, todas con un perfil sinusoidal. Este comportamiento sugiere un sistema equilibrado sin distorsiones significativas, adecuado para el funcionamiento de la máquina, aunque se presenta un leve rizado, dado que las corrientes presentan un total de distorsión armónica (THD) del 9.8%.

Continuando el análisis en la columna derecha, en la *Figura 35 (a)* se muestran las corrientes  $dq$  junto con sus valores de referencia. La correspondencia estrecha entre ambas indica un buen seguimiento del sistema de control, donde la corriente  $d$  se mantiene en 0, ya que la máquina es de imanes permanente, mientras que la corriente  $q$  tiene un valor aproximado de 5 A. La *Figura 35(b)*, ilustra las corrientes  $\alpha\beta$ , que también tienen un perfil sinusoidal claro, indicando un funcionamiento estable del sistema. Las corrientes relacionadas con las pérdidas se ilustran en las *Figuras 35(c)* y *35(d)*, estas se mantienen en un rango controlado, cercano a cero, sin exceder una amplitud máxima de 0.6 – 0.7 A, lo cual indica que las pérdidas serán reducidas.

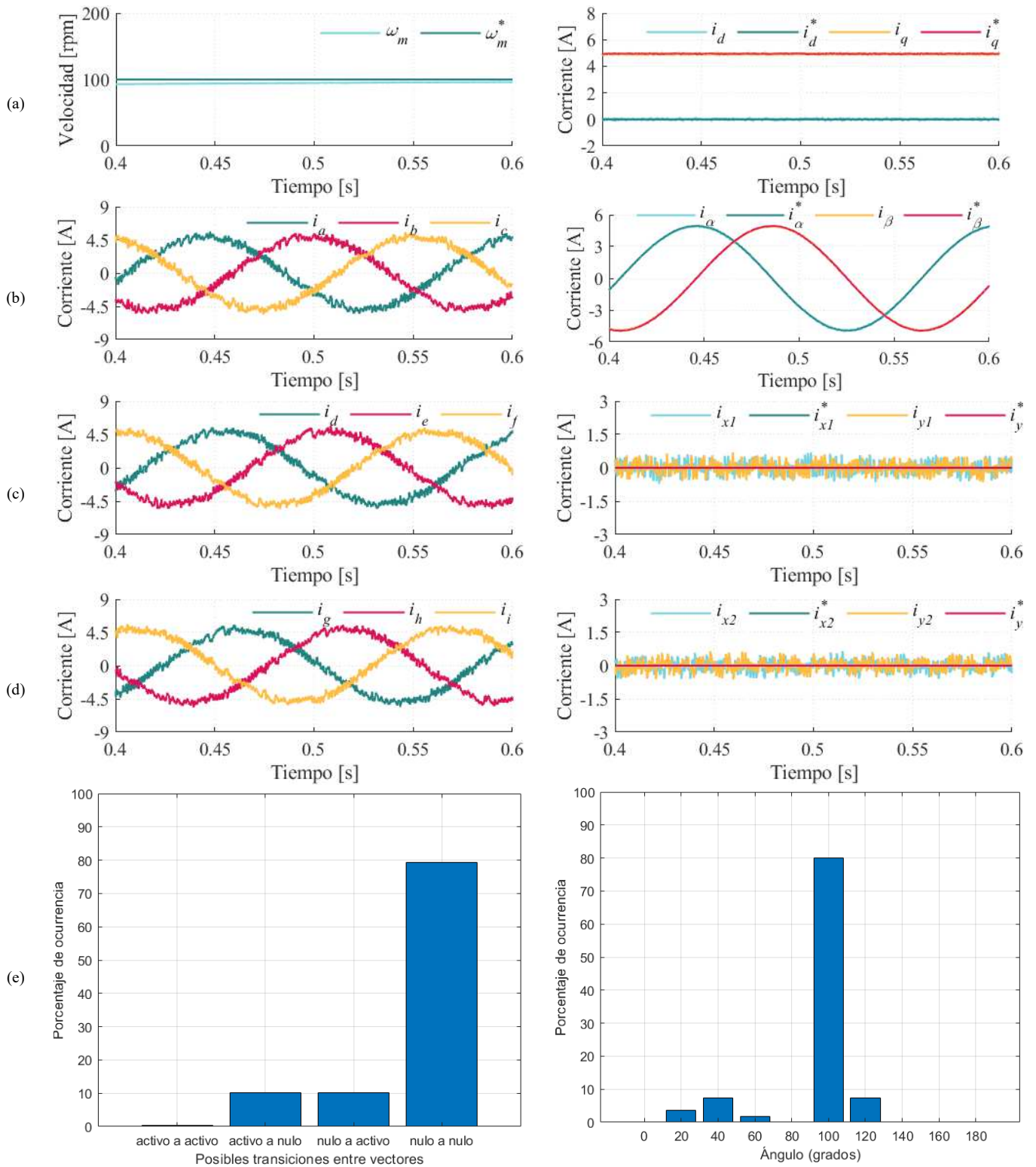


Figura 35: Representación FCS-MPC a  $\omega_{ref} = 100 \text{ rpm}$  columna izquierda: (a) Velocidad  $\omega$  (b) Corrientes  $abc$  (c) Corrientes  $def$  (d) Corrientes  $ghi$  (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes  $d, q$  (b) Corrientes  $\alpha, \beta$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $x_2, y_2$  (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.

En la *Figura 35(e)*, en la columna izquierda, se presenta el diagrama de las transiciones de vectores que ocurren en el sistema, donde pueden observarse las secuencias activas, nulas y mixtas. En general, predominan las secuencias nulas, lo cual se debe principalmente al bajo punto de operación del sistema, reduciendo así la necesidad de aplicar vectores activos para mantener la referencia deseada. Este comportamiento está relacionado también con la alta frecuencia de control. En cuanto a las secuencias que incluyen vectores activos, estas casi nunca forman secuencias activas completas; en cambio, se alternan con el vector nulo, generando secuencias mixtas.

La gráfica derecha de la *Figura 35(e)*, a pesar de mostrar secuencias activas poco favorables ( $100^\circ$  entre sí en el subespacio  $\alpha - \beta$ ), estas ocurren con una frecuencia tan baja que se pueden despreciar, permitiendo que el control mantenga un buen desempeño.

### **7.2.2 CONTROL EN $\omega = 500 \text{ rpm}$**

En esta segunda simulación, la máquina se ha ajustado a una velocidad de referencia de  $500 \text{ rpm}$ . El objetivo principal es que el sistema de control consiga alcanzar esta velocidad y mantenerla con un margen de error mínimo.

Los resultados obtenidos visualizan en la *Figura 36*.

En la columna izquierda, en la *Figura 36(a)*, se observa que la velocidad de la máquina alcanza la referencia de  $500 \text{ rpm}$  y mantiene la estabilidad, indicando un control eficaz y de alta precisión, similar a lo observado a menor velocidad.

Las *Figuras 36(b)*, (c) y (d) muestran las corrientes de las nueve fases de la máquina. De manera similar a lo observado a  $100 \text{ rpm}$ , el perfil es sinusoidal y tiene un THD de 9.55%.

En la columna derecha, la *Figura 36(a)* muestra las corrientes  $d - q$  y sus valores de referencia. Se observa un seguimiento adecuado del sistema de control. Este comportamiento sugiere que, a pesar del incremento de la velocidad, el control sigue siendo capaz de mantener el seguimiento de las corrientes.

Las *Figuras 36(b), (c) y (d)* muestran las corrientes en los subespacios  $\alpha - \beta$  y los subespacios secundarios. A esta velocidad, aumenta la frecuencia de las corrientes, y, en los subespacios secundarios tienden a mostrar una amplitud algo superior comparada con la observada a 100 rpm, aunque aún se mantienen en un rango controlado que indica bajas pérdidas.

La *Figura 36(e)* (columna izquierda) muestra el histograma de las transiciones de vectores en el sistema, donde, a diferencia de los resultados a 100 rpm, se observa una mayor frecuencia de transiciones de vector activo a nulo y de nulo a activo. Esto indica que el sistema de control requiere aplicar más vectores activos para mantener la referencia bajo una condición de operación más exigente. Este cambio, reduce la dependencia del vector nulo y exige una aplicación más frecuente de vectores activos para estabilizar el sistema. Además, en la *Figura 36(e)* (columna derecha), se observa como la secuencia de aplicación de los vectores activos mantiene una predominancia de vectores desfasados  $100^\circ$ , aunque su frecuencia ha disminuido, observándose una mayor utilización de secuencias cercanas a este desfase. Aunque este patrón podría incrementar las pérdidas, su impacto es mínimo, ya que representa solo una pequeña fracción de las secuencias aplicadas, permitiendo que el control conserve un buen seguimiento y la máquina funcione eficientemente a esta velocidad elevada.

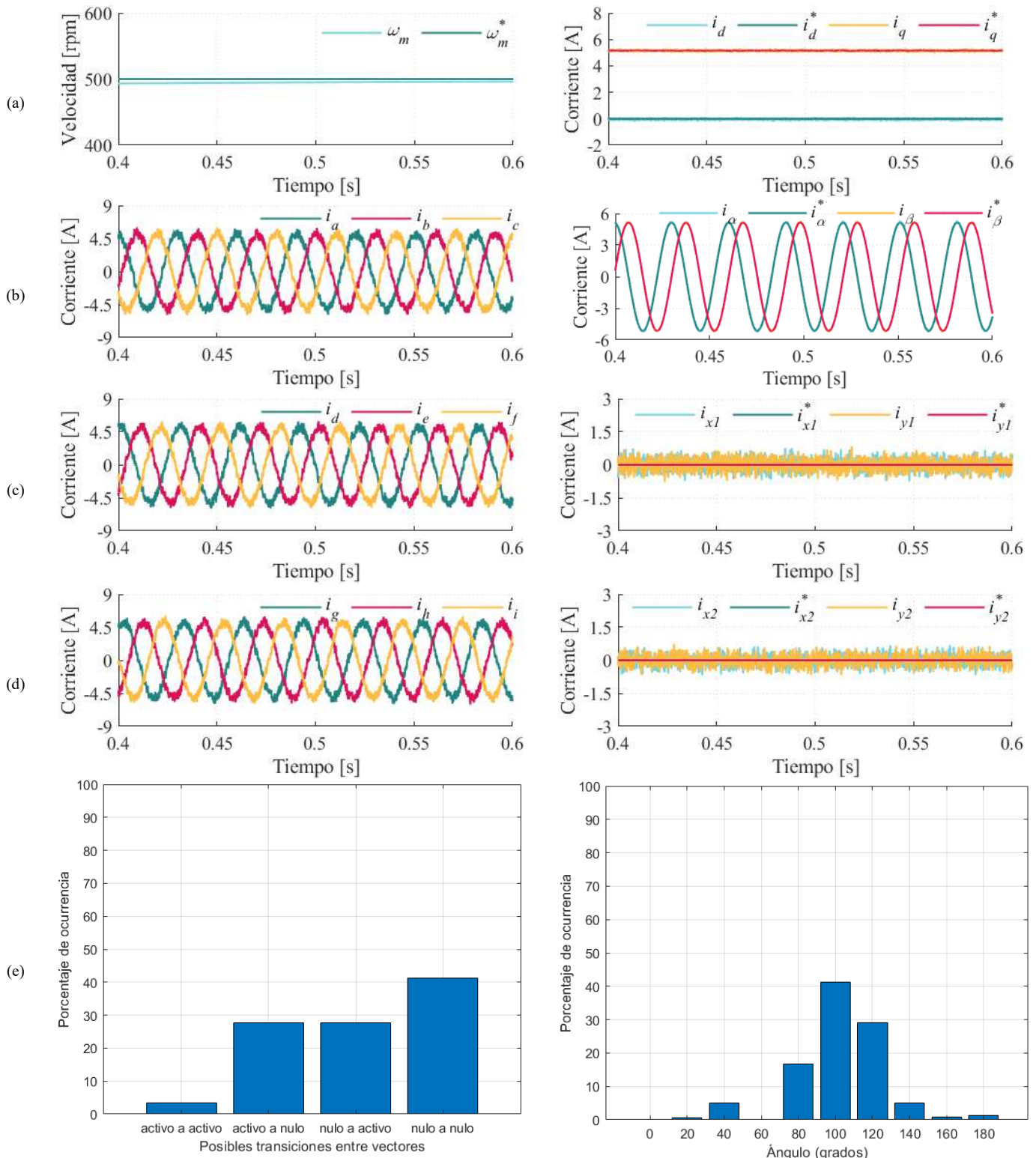


Figura 36: Representación FCS-MPC a  $\omega_{ref} = 500 \text{ rpm}$  columna izquierda: (a) Velocidad  $\omega$  (b) Corrientes  $abc$  (c) Corrientes  $def$  (d) Corrientes  $ghi$  (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes  $d, q$  (b) Corrientes  $\alpha, \beta$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $x_2, y_2$  (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.

### 7.2.3 CONTROL EN $\omega = 900 \text{ rpm}$

Para el análisis a 900 rpm, los resultados mostrados en la *Figura 37* reflejan un comportamiento notablemente diferente en comparación con las velocidades anteriores.

En la columna izquierda, en la *Figura 37(a)*, se observa que la velocidad de la máquina alcanza la referencia de 900 rpm, lo que confirma un control preciso y estable. Las *Figuras 37 (b), (c) y (d)* muestran las corrientes de las nueve fases de la máquina. A esta velocidad elevada, las corrientes exhiben un perfil sinusoidal con una frecuencia considerablemente más alta y una amplitud acorde al incremento en la velocidad de operación. Este comportamiento indica que el sistema se mantiene equilibrado, manteniendo un THD del 8.8%.

En la columna derecha, la *Figura 37(a)* muestra las corrientes  $d - q$  junto con sus valores de referencia, que se siguen perfectamente, lo cual confirma que el control sigue siendo efectivo en mantener las corrientes dentro de los valores deseados. Las *Figuras 37(b), (c) y (d)* ilustran las corrientes en los subespacios  $\alpha - \beta$  y los subespacios secundarios. A esta velocidad, las corrientes  $\alpha - \beta$  aumentan su amplitud y frecuencia manteniendo un buen seguimiento. Los subespacios secundarios también muestran una mayor amplitud, alcanzando valores de hasta 0.7 A. Aunque estas amplitudes siguen estando dentro de un rango admisible, se observa un incremento en comparación con las velocidades anteriores, lo que implica que las pérdidas se incrementan ligeramente.

En cuanto a la *Figura 37(e)*, que representa el histograma de las transiciones de vectores, se observa que las transiciones "activo a activo" y "nulo a activo" tienen una mayor frecuencia, lo que refleja una mayor necesidad de vectores activos para mantener la referencia de control en esta velocidad de operación. Este comportamiento es característico de la operación a alta velocidad. A diferencia de los puntos de operación previos, las secuencias activas que se aplican aquí tienen una mayor importancia ya que aparecen casi el 20% de las veces. Además, estas son más favorables ya que las que tienen una mayor ocurrencia son las que aplican vectores a  $20^\circ$  y  $40^\circ$ , que son aquellas que maximizan la producción en el primer subespacio y minimizan en los subespacios secundarios, tal y como se ha visto en el Capítulo 5: Análisis de las secuencias.

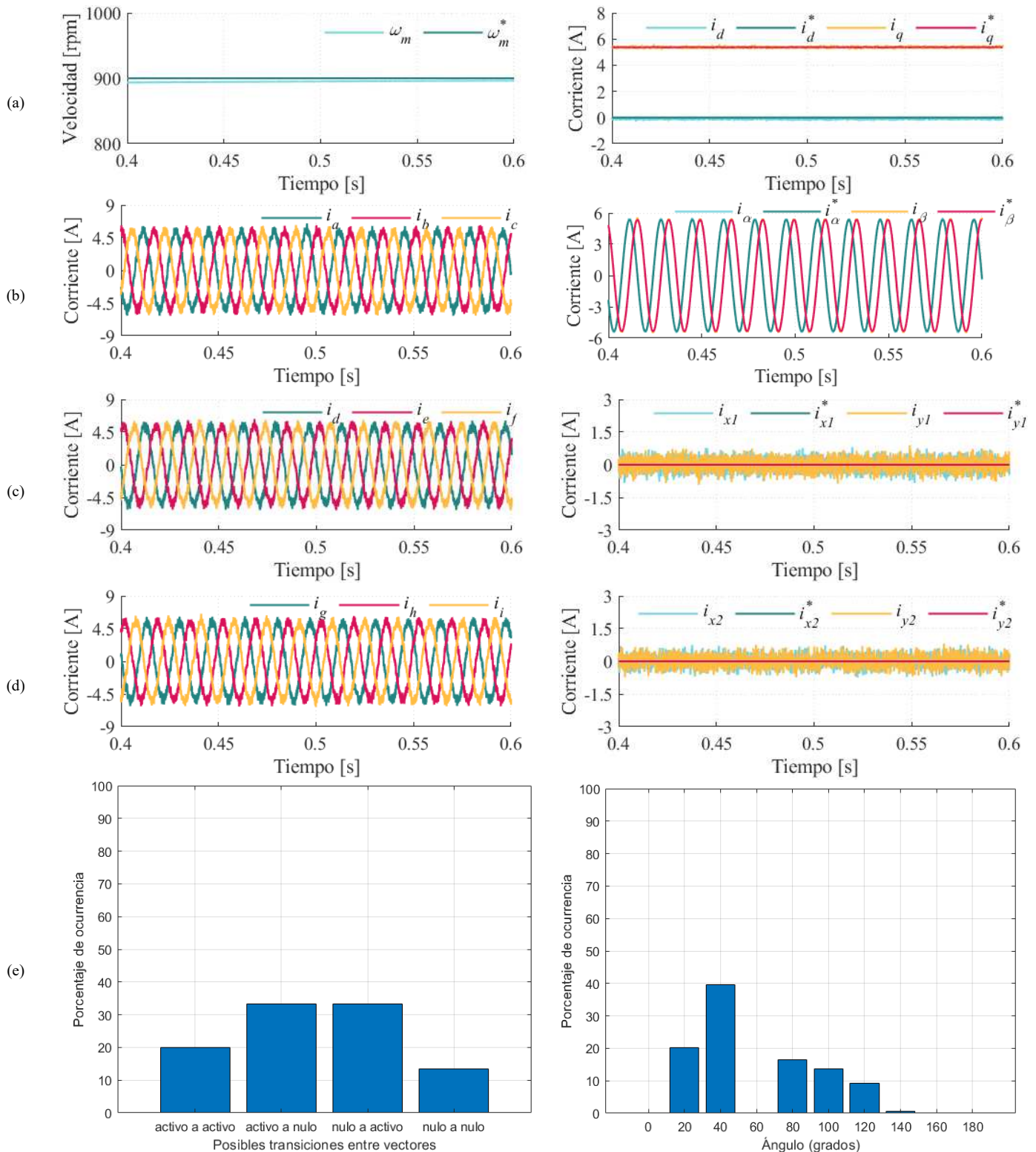


Figura 37: Representación FCS-MPC a  $\omega_{ref} = 900 \text{ rpm}$ . Columna izquierda: (a) Velocidad  $\omega$  (b) Corrientes  $abc$  (c) Corrientes  $def$  (d) Corrientes  $ghi$  (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes  $d, q$  (b) Corrientes  $\alpha, \beta$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $x_2, y_2$  (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.

#### 7.2.4 ÍNDICES DE CALIDAD DEL FCS-MPC Y VARIANTES.

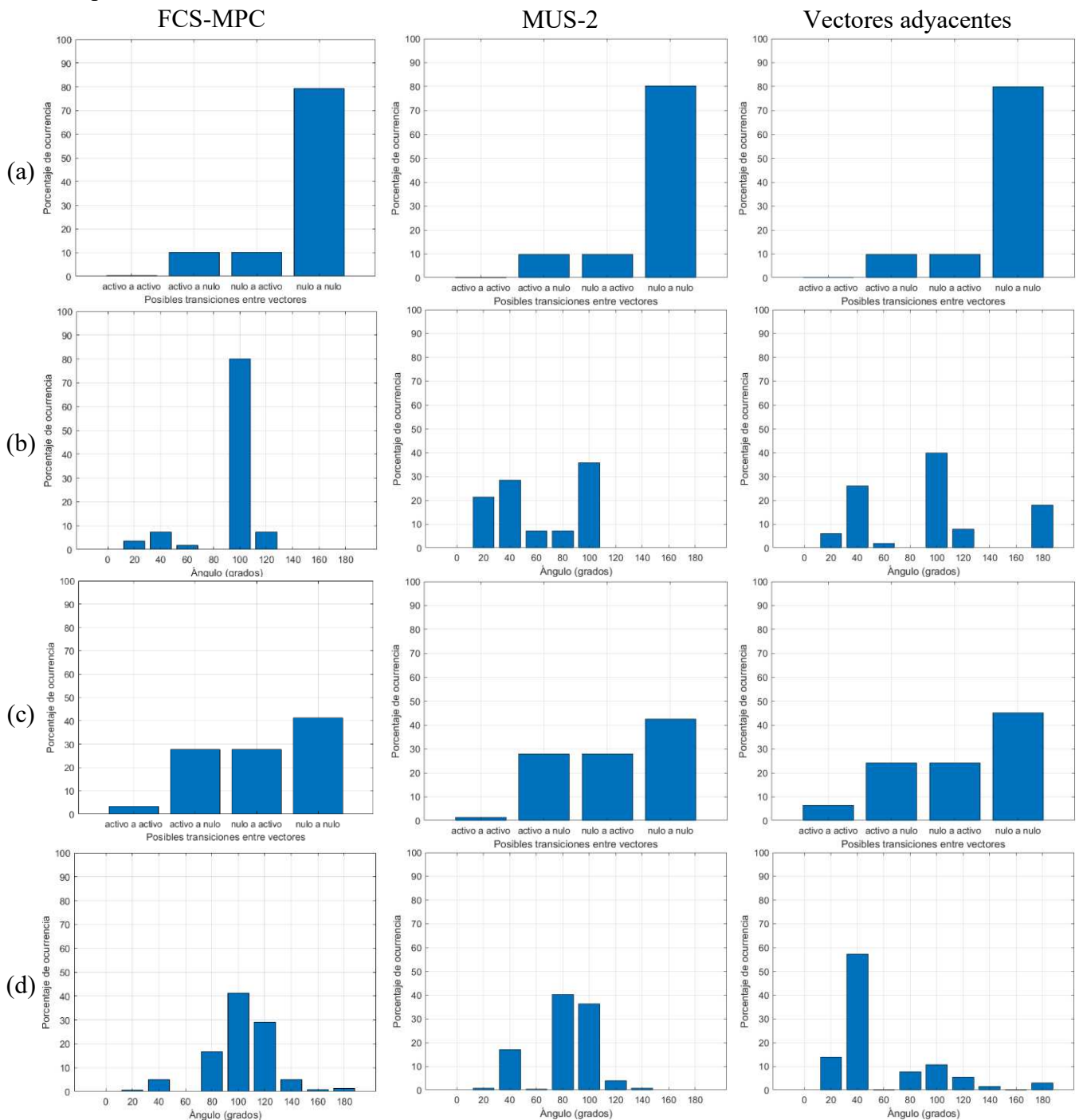
En calidad de los resultados obtenidos en el apartado anterior, se observa que la simulación de un FCS-MPC que emplea solo vectores largos hace un uso notablemente acertado de las secuencias. Al escoger el vector nulo o secuencias mixtas en puntos de operación bajos y secuencias activas adyacentes en puntos de operación altos, está cumpliendo con sus objetivos primordiales de control (seguimiento en  $d-q$ ) manteniendo pérdidas bajas. Debido a esto, cabe esperar que las variantes del FCS-MPC propuestas para casos experimentales en otras máquinas multifásicas obtengan una mejora reducida, puesto que promueven aquellas secuencias que, en el accionamiento simulado, ya aparecen.

En la *Tabla 4* se muestran los índices de calidad (THD, frecuencia de conmutación ( $f_{conm}$ ) y la intensidad pico a pico máxima  $I_{ppmax}$ ) de las distintas combinaciones de velocidad de referencia ( $n$ ), par ( $\tau$ ) y frecuencia de control ( $f_{control}$ ) para el FCS-MPC juntos con sus variantes. Subrayado en rojo se encuentran aquellos ensayos en los que se pierde el control, pese a seguir correctamente la referencia de velocidad, las corrientes de fase pierden el perfil sinusoidal, lo que produce un pobre valor de THD. El motivo tras estas pérdidas es la excesivamente baja frecuencia de conmutación que emplea el predictivo, permitiendo que las corrientes en los subespacios secundarios crezcan descontroladamente.

Tabla 4: Índices de calidad del FCS-MPC y variantes.

$n$ (rpm)	$\tau$ (Nm)	$f_{control}$ (kHz)	FCS-MPC			MUS-2			Vectores adyacentes		
			THD (%)	$f_{conm}$ (Hz)	$I_{ppmax}$ (A)	THD (%)	$f_{conm}$ (Hz)	$I_{ppmax}$ (A)	THD (%)	$f_{conm}$ (Hz)	$I_{ppmax}$ (A)
100	1	5	139.7	87	4.18	139.3	56	4.18	138.6	76	4.18
100	1	20	61.5	278	1.19	61.8	280	1.22	62.5	365	1.19
100	1	100	16.2	1513	0.33	16.3	1379	0.33	16.5	1757	0.32
100	5	5	45.6	150	4.44	45.9	163	4.58	46.2	135	4.50
100	5	20	16.5	522	1.42	16.3	480	1.38	16.3	605	1.41
100	5	100	3.8	2925	0.34	3.8	2625	0.35	3.8	3737	0.36
100	9	5	29.5	214	4.82	29.4	241	4.66	29.8	238	5.09
100	9	20	9.8	865	1.47	9.7	791	1.46	9.7	981	1.54
100	9	100	2.2	6112	0.34	2.2	5033	0.36	2.2	4605	0.38
500	1	5	145.8	343	4.85	145.3	309	4.87	147.8	308	5.56
500	1	20	50.6	1157	1.61	50.6	1263	1.61	50.7	1174	1.64
500	1	100	11.3	7024	0.35	11.3	5327	0.36	11.4	7229	0.37
500	5	5	51.2	405	5.32	53.4	367	5.33	52.7	432	5.45
500	5	20	16.2	1775	1.70	16.3	1610	1.63	16.1	1833	1.74
500	5	100	3.4	10221	0.35	3.4	8664	0.36	3.5	8887	0.39
500	9	5	33.2	633	5.56	33.1	607	5.51	32.7	638	5.65
500	9	20	9.4	2237	1.72	9.5	2131	1.72	9.4	2199	1.78
500	9	100	2.1	12273	0.36	2.08	11306	0.40	2.1	10516	0.39
900	1	5	131.4	272	5.48	128.8	437	5.93	125.9	470	5.64
900	1	20	38.5	1604	1.66	39.05	1684	1.67	38.8	1911	1.65
900	1	100	8.3	10433	0.36	8.39	10121	0.38	8.4	10071	0.38
900	5	5	47.7	517	5.51	50.25	552	5.75	50.9	576	5.95
900	5	20	14.2	2752	1.70	14.53	2601	1.77	14.3	2796	1.79
900	5	100	3.2	13230	0.38	3.21	12529	0.39	3.2	12218	0.39
900	9	5	31.3	756	5.67	31.22	752	5.83	31.6	754	6.09
900	9	20	8.9	2902	1.85	8.98	2740	1.87	8.8	2915	1.80
900	9	100	2.0	15276	0.38	1.93	13613	0.39	1.9	15732	0.40

Por otro lado, subrayado en morado se encuentran aquellos índices que mejoran con las variantes, por lo tanto, se puede comprobar como la utilización de estas variantes puede ser buena en algunos ensayos determinados y no siempre. En la *Figura 38* se muestran las secuencias de aplicación obtenidas para los 3 casos expuestos anteriormente para las dos variantes.



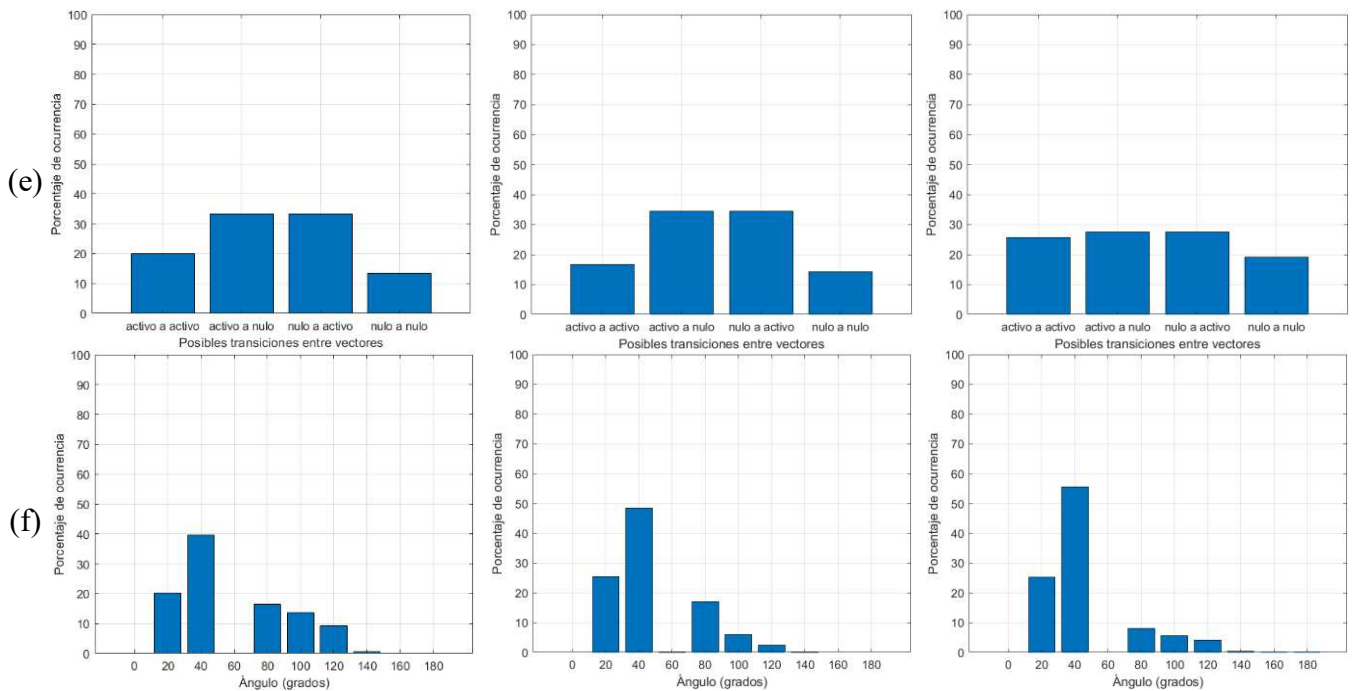


Figura 38: Por columnas: izquierda FCS-MPC, media MUS-2, derecha favoreciendo las secuencias de 0,20,40°. (a) Secuencias que involucran al vector nulo con  $\omega_{ref} = 100$  rpm, (b) Secuencias activas con  $\omega_{ref} = 100$  rpm, (c) Secuencias que involucran al vector nulo con  $\omega_{ref} = 500$  rpm, (d) Secuencias activas con  $\omega_{ref} = 500$  rpm, (e) Secuencias que involucran al vector nulo con  $\omega_{ref} = 900$  rpm, (f) Secuencias activas con  $\omega_{ref} = 900$  rpm.

Los índices de calidad, no denotan una notable mejora para las variantes, tan solo cabe destacar la disminución en la frecuencia de conmutación del MUS-2 ya que emplea el vector nulo más veces.

Como se puede observar, para el primer caso, con un bajo punto de operación, las secuencias apenas cambian, ya que, al ser el punto de operación tan bajo, las secuencias que se suelen emplear son las nulas. Sin embargo, en la *Figura 38 (b)* sí que se aprecia como las secuencias de 20° y 40° toman una mayor importancia, restándosela a las que están a 100°.

Para un punto de operación medio, en la *Figura 38 (c)*, se puede ver como las secuencias activas se emplean menos para el MUS-2, lo cual tiene sentido ya que se emplea más el nulo y, para el caso de la variante que emplea los vectores adyacentes un poco más. Esto resulta en un notable cambio en la *Figura 38 (d)*, donde la frecuencia de aplicación de la secuencia a 40° es muy superior, restándole una gran ocurrencia a las secuencias de 80°,100° y 120°.

Para finalizar este análisis, explorando las secuencias en el punto de operación alto, en la *Figura 38 (e)*, se puede observar cómo se sigue la tendencia, para el MUS-2 se reduce el empleo de vectores activo, mientras que para la otra variante crece la aplicación de secuencias de vectores activos, reduciéndose así la de activos a nulos y la de nulos a activos. De este modo, en la *Figura 38 (e)*, se puede ver como para ambas variantes aumenta notablemente la frecuencia de aplicación de las secuencias a 20° y 40°.

## 7.3 CONTROL MF-LUT

En este capítulo se expondrán los resultados que se obtienen con el control libre de modelo basado en LUT. Se graficará el control en distintos puntos de operación con un par de carga constante de  $9 \text{ N} \cdot \text{m}$  y una frecuencia de control de 20 kHz.

### 7.3.1 CONTROL EN $\omega = 100 \text{ rpm}$

En esta primera simulación, la máquina se ha ajustado a una velocidad de referencia de 100 rpm. El objetivo principal es que el sistema de control consiga alcanzar esta velocidad y mantenerla con un margen de error mínimo.

Los resultados obtenidos visualizan en la *Figura 39*

En la columna izquierda, la *Figura 39(a)* muestra que la velocidad de la máquina casi alcanza a la referencia de 100 rpm y se mantiene estable.

En cuanto a las corrientes de las fases, representadas en las *Figuras 39(b), (c) y (d)*, se observa un perfil que se aleja de ser sinusoidal y con mayor variabilidad en comparación con el control basado en modelo. Las corrientes muestran irregularidades y mayor rizado, lo cual sugiere que el sistema experimenta un control menos estable y equilibrado en términos de las corrientes de fase. Esto resulta en un aumento del THD llegando al 28.53%.

En la columna derecha, la *Figura 39 (a)* muestra las corrientes  $d - q$  con sus valores de referencia. Se observa que, aunque se mantenga un buen seguimiento a lo largo

de la simulación, son varios los instantes en los que la máquina se estanca, provocando que las intensidades pierdan momentáneamente a las de referencia.

Al igual que con las corrientes  $d - q$ , sucede lo mismo con las corrientes  $\alpha - \beta$ , donde en la *Figura 39 (b)* se observa como estas tienen un buen perfil sinusoidal, sin embargo, hay momentos en los que se estanca y se pierde momentáneamente las corrientes de referencia.

Las *Figuras 39 (c) y (d)* muestran las corrientes en los subespacios secundarios, estas no siguen un perfil definido y alcanzan amplitudes de hasta 2 A. Esta mayor amplitud en las corrientes secundarias puede incrementar las pérdidas en el sistema, lo cual afecta la eficiencia de la máquina.

La *Figura 39 (e)*, que presenta el histograma de las transiciones de vectores, revela un uso predominante de la secuencia "nulo a nulo", lo cual es coherente con la operación a baja velocidad. En la derecha se muestra la secuencia de aplicación de los vectores activos. Aquí se observa una dispersión considerable en los ángulos de los vectores aplicados, con predominancia en las secuencias de vectores que se encuentran a  $20^\circ$ ,  $60^\circ$  y  $80^\circ$  las cuales son buenas. Sin embargo, estos no tienen mucha entidad dado que el control sigue aplicando mayormente vectores nulos.

Este control presenta una frecuencia de conmutación de 925 Hz, algo más alta que la obtenida por el FCS-MPC para su mismo punto de operación, lo cual implica más pérdidas en el convertidor unidas a las de la máquina producidas por las corrientes  $x-y$ .

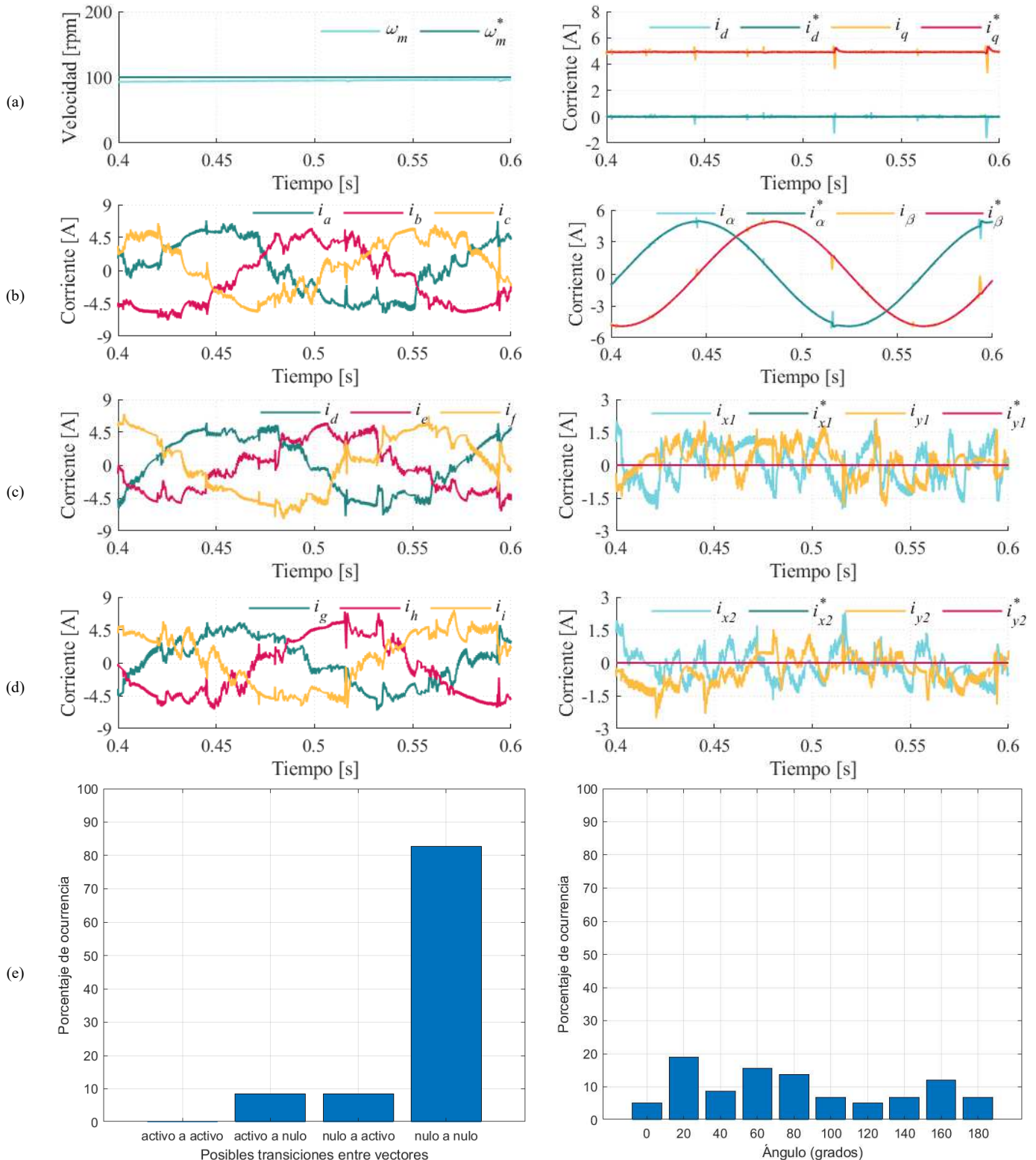


Figura 39: Representación del MF a  $\omega_{ref} = 100 \text{ rpm}$ . Columna izquierda: (a) Velocidad  $\omega$  (b) Corrientes  $abc$  (c) Corrientes  $def$  (d) Corrientes  $ghi$  (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes  $d, q$  (b) Corrientes  $\alpha, \beta$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $x_2, y_2$  (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.

### 7.3.2 CONTROL EN $\omega = 500 \text{ rpm}$

En esta simulación, la una velocidad de referencia es de 500 rpm.

En la columna izquierda, la *Figura 40 (a)* muestra que la velocidad de la máquina fluctúa significativamente alrededor de la referencia de 500 rpm, donde en algunos instantes si se consigue un seguimiento. Sin embargo, debido a que los valores que se encuentran almacenados en las LUT están desactualizados, se aplican seguidamente vectores que, en vez de corregir el error entre las velocidades, agravan el problema, lo que conlleva a una pérdida total. En cuanto a las corrientes de fase mostradas en las *Figuras 40 (b), (c) y (d)*, el perfil es altamente irregular, sin la forma sinusoidal que debía tener un control correcto. Estas corrientes exhiben un comportamiento errático con variaciones de amplitud considerables, lo que sugiere un sistema desbalanceado.

En la columna derecha, la *Figura 40 (a)* muestra las corrientes  $d - q$  en relación con sus valores de referencia. A lo largo de la gráfica se puede ver como en los instantes en los que la velocidad se sigue correctamente, estas intensidades también lo hacen. Sin embargo, al perder el seguimiento de la velocidad, estas corrientes difieren de las de referencia, donde  $i_q^*$  se satura a un valor de 8 A. Las *Figuras 40 (b), (c) y (d)* presentan las corrientes en los subespacios  $\alpha - \beta$  y los subespacios secundarios. En este caso, las corrientes muestran amplitudes variables y elevadas, con un comportamiento errático, sin seguir ningún perfil y perdiendo la referencia de las corrientes. Esto indica una pérdida del control en estos subespacios con unas altas pérdidas.

La *Figura 40 (e)*, que ilustra el histograma de transiciones de vectores, muestra que la secuencia "nulo a nulo" es la más frecuente. No obstante, la utilización de vectores activos, aunque limitada, es más destacada que en el caso de operación a 100 rpm. Este comportamiento sugiere que el control intenta compensar las oscilaciones en la velocidad mediante la aplicación de vectores activos, aunque con éxito limitado debido a la desactualización de la información. En la columna derecha, que representa la secuencia de ángulos de los vectores activos aplicados, se observa que casi el 50 % corresponde a la aplicación del mismo vector, mientras que el resto de las secuencias muestra una notable dispersión, lo cual indica un patrón inconsistente y un control menos estructurado. La frecuencia de conmutación que se obtiene para este control es de 2172 Hz.

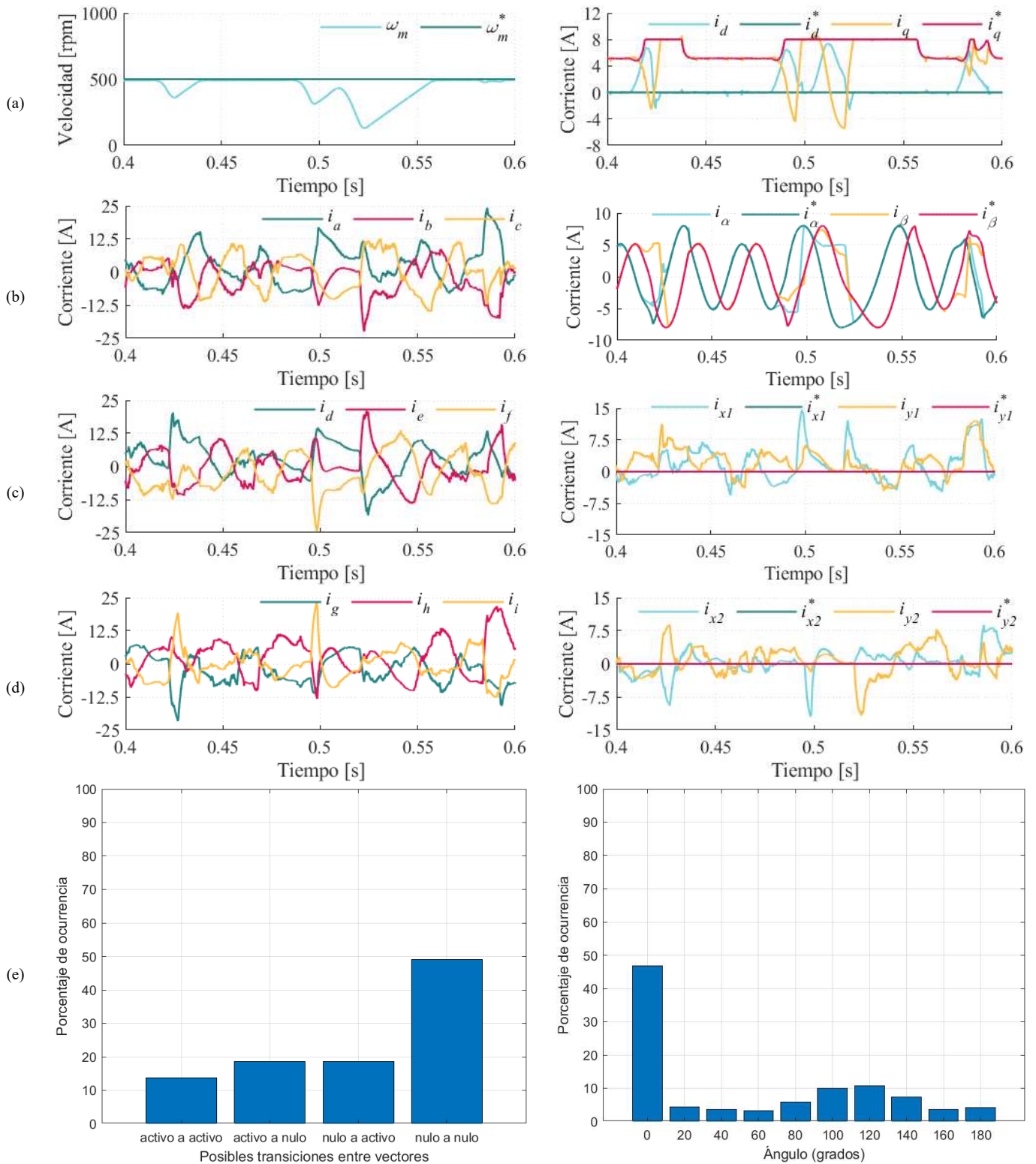


Figura 40: Representación del MF a  $\omega_{ref} = 500 \text{ rpm}$ . Columna izquierda: (a) Velocidad  $\omega$  (b) Corrientes  $abc$  (c) Corrientes  $def$  (d) Corrientes  $ghi$  (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes  $d, q$  (b) Corrientes  $\alpha, \beta$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $x_2, y_2$  (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.

### 7.3.3 CONTROL EN $\omega = 900 \text{ rpm}$

En esta simulación con el control libre de modelo ajustado a una velocidad de referencia de 900 rpm, se observa un comportamiento inestable y una falta de precisión notable en comparación con la simulación a menor velocidad.

En la columna izquierda, en la *Figura 41(a)*, se puede observar que la velocidad se aleja de la velocidad de referencia de 900 rpm. Aunque en algunos momentos parece acercarse, sobre todo en la rampa de aceleración, después no se consigue llegar a la estabilización en ningún momento. Esto se debe a que los valores almacenados en las tablas de búsqueda (LUT) están desactualizados, lo que provoca que los vectores aplicados no corrijan el error de velocidad, sino que en muchos casos lo amplifiquen, llevando al sistema a perder estabilidad y, en consecuencia, a un rendimiento inadecuado.

Las corrientes de fase, mostradas en las *Figuras 41 (b), (c) y (d)*, presentan un perfil completamente irregular, con una amplitud variable y un comportamiento caótico, lejos de la forma sinusoidal que indicaría un control adecuado. Estas variaciones significativas en las corrientes sugieren un sistema desbalanceado y confirman una falta de control efectivo sobre la estabilidad del sistema.

En la columna derecha, la *Figura 41(a)* muestra las corrientes  $d - q$  junto con sus valores de referencia. Cuando el sistema logra acercarse brevemente a la referencia de velocidad, estas corrientes también siguen los valores deseados. Sin embargo, cuando el control pierde precisión, las corrientes divergen significativamente de las referencias. En particular, la corriente  $q$  se satura ya que alcanza valores de hasta 8 A.

Las *Figuras 41(b), (c) y (d)* muestran las corrientes en los subespacios  $\alpha - \beta$  y los subespacios secundarios, que también presentan variaciones amplias y un comportamiento errático, sin ningún patrón definido. Este comportamiento refleja una pérdida de control en estos subespacios.

El histograma de transiciones de vectores, mostrado en la *Figura 41(e)*, revela que la secuencia "nulo a nulo" es la más frecuente, lo cual sugiere que el control recurre constantemente a vectores nulos para intentar mantener la estabilidad. Sin embargo, también se observa un uso mayor, aunque irregular, de vectores activos, lo que indica intentos del sistema por corregir las variaciones de velocidad, aunque con resultados limitados. La desactualización de la información en las tablas LUT reduce la efectividad de estos ajustes, derivando en un desempeño general poco estable. En el diagrama de la columna derecha, destaca la aplicación repetida de un mismo vector en aproximadamente el 50 % de los casos, mientras que los demás vectores se emplean de forma dispersa.

Esta pérdida en el control se debe a que, al aumentar el punto de operación, la máquina gira a una mayor velocidad. Por lo tanto, el control deja de ser efectivo, ya que este solo funciona cuando los incrementos de corriente no varían excesivamente su valor entre aplicaciones de los mismos. Para bajas velocidades, la máquina permanece casi en la misma posición, entre un ciclo y otro, y aplicar un vector produce el mismo efecto que en el instante anterior. Sin embargo, al incrementarse la velocidad de la máquina, se presenta un estancamiento más rápido pues, entre ciclos de control, la orientación del rotor ya no es la misma, lo que provoca un comportamiento diferente al esperado y, en consecuencia, la pérdida completa del control.

Para este control se consigue una frecuencia de conmutación de 2043 Hz que, si bien está casi 1 *kHz* por debajo de lo obtenido por el FCS-MPC, no supone una mejora relevante debido a la mala calidad del control, incapaz de seguir las referencias de corriente.

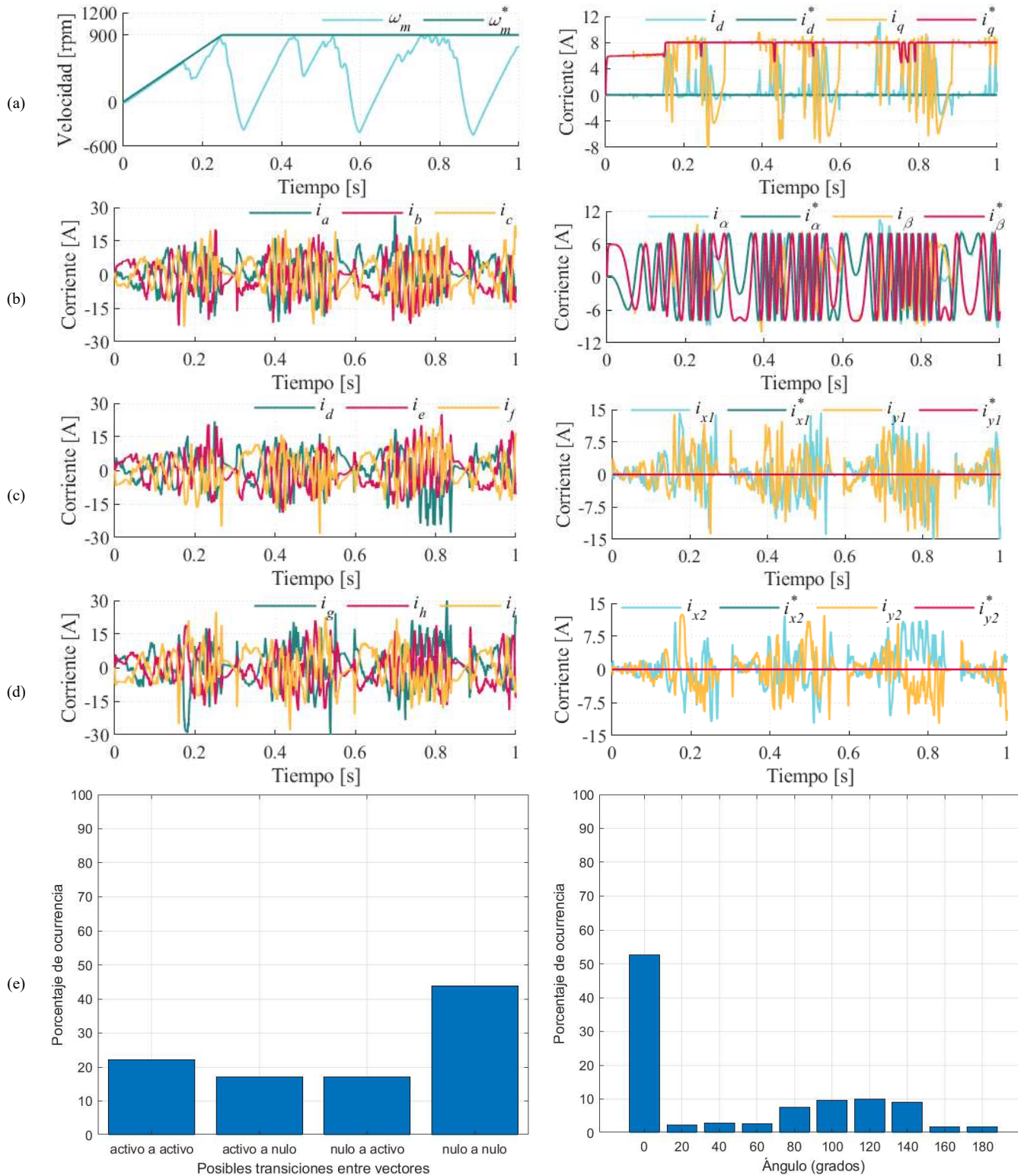


Figura 41: Representación del MF a  $\omega_{ref} = 900 \text{ rpm}$ . Columna izquierda: (a) Velocidad  $\omega$  (b) Corrientes  $abc$  (c) Corrientes  $def$  (d) Corrientes  $ghi$  (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes  $d, q$  (b) Corrientes  $\alpha, \beta$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $x_2, y_2$  (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.

### 7.3.4 PROBLEMA DEL ESTANCAMIENTO

A partir de los resultados obtenidos, queda clara la necesidad de diseñar un algoritmo de antiestancamiento. Para ilustrar un caso en el que el estancamiento provoca una pérdida momentánea en el seguimiento, y no una pérdida total del control como en los casos anteriores, se presenta un caso concreto con  $n = 300$  rpm,  $frecuencia = 10$  kHz,  $\tau = 5$  N·m. Se han realizado diferentes pruebas, cuyos resultados se presentan a lo largo de este capítulo

En primer lugar, en la *Figura 42*, se presenta una gráfica en la que se encuentra la velocidad mecánica de referencia y la velocidad mecánica real del rotor para el control sin modelo sin algoritmo de antiestancamiento (a) y el máximo tiempo que lleva sin aplicarse un vector (b)

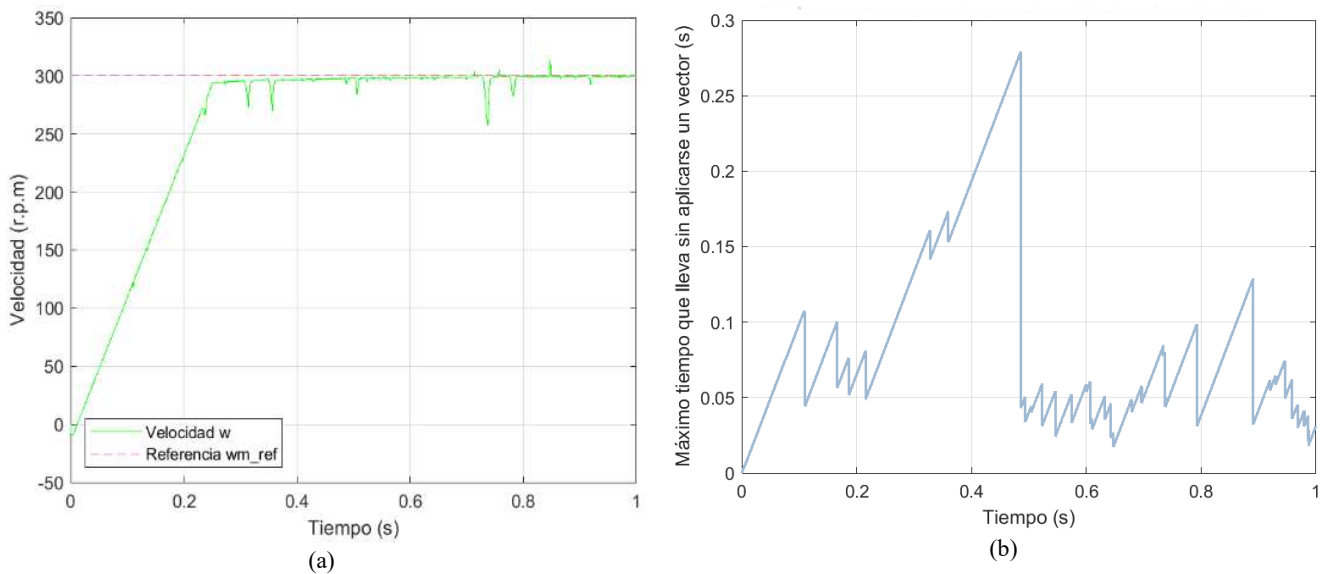


Figura 42: (a) Seguimiento de la velocidad sin algoritmo de antiestancamiento,  
(b) Máximo tiempo que lleva sin aplicar un vector.

Se puede observar cómo existen pequeñas pérdidas en el seguimiento de la velocidad conforme el tiempo que lleva sin aplicarse un vector va aumentando, para visualizarlo mejor, se ha hecho un zoom en el periodo de 0.5 a 0.8 segundos.

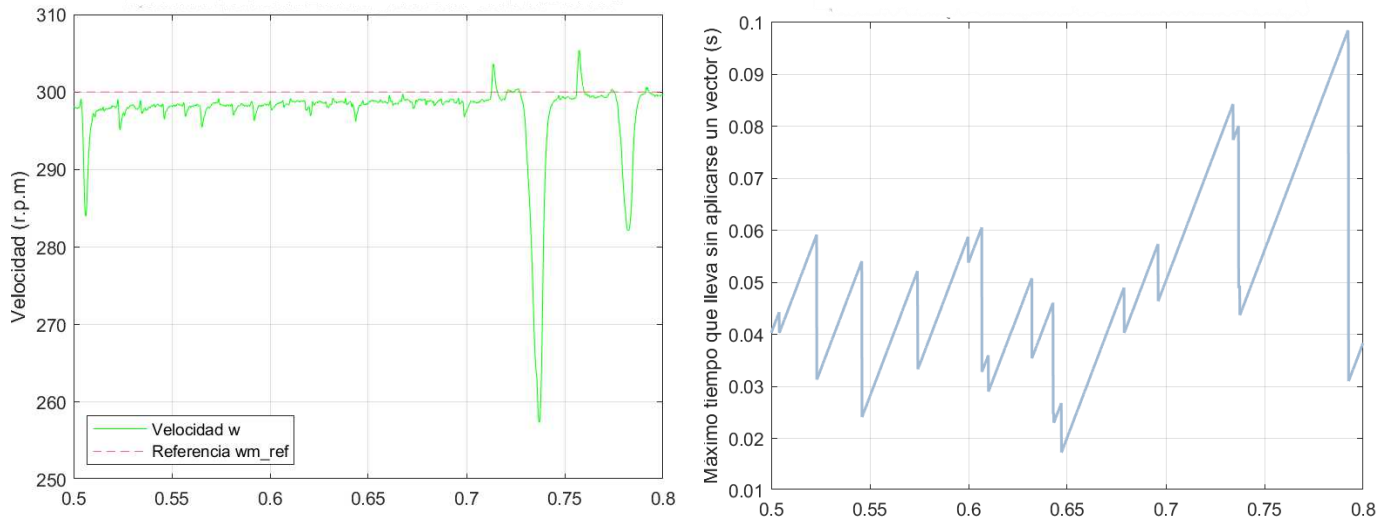


Figura 43: Zoom (a) Seguimiento de la velocidad sin algoritmo de antiestancamiento,  
(b) Máximo tiempo sin aplicar un vector.

En la *Figura 43* se puede observar que los momentos en los que se aplica un vector cuyo valor está estancado, cayendo el valor de la gráfica del máximo tiempo sin aplicarse, se refleja también en la gráfica de velocidad, ya que esos instantes coinciden con la pérdida de un seguimiento preciso de la misma.

Es importante resaltar que para este análisis se ha considerado el tiempo máximo en el que un vector no se ha aplicado. Sin embargo, el seguimiento también puede fallar si se aplican uno o varios vectores que, aunque no sean los que llevan más tiempo sin aplicarse, están en un estado de estancamiento. Por ejemplo, en el instante 0.73 segundos, se aplica un vector que llevaba 0.085 segundos sin utilizarse, pero en ese mismo momento, había otro vector que llevaba 0.05 segundos sin aplicarse, lo que también puede considerarse como estancado. Si en lugar de aplicar el vector que llevaba 0.085 segundos, se hubiera priorizado el vector que llevaba 0.05 segundos sin aplicarse, o algún otro vector que estuviera en una situación similar, igualmente se hubiera producido una pérdida en el seguimiento de la velocidad si los valores almacenados en la LUT difieren de la realidad. Es por esto por lo que en la *Figura 44* se ha graficado el tiempo que llevan sin aplicarse cada uno de los 19 vectores.

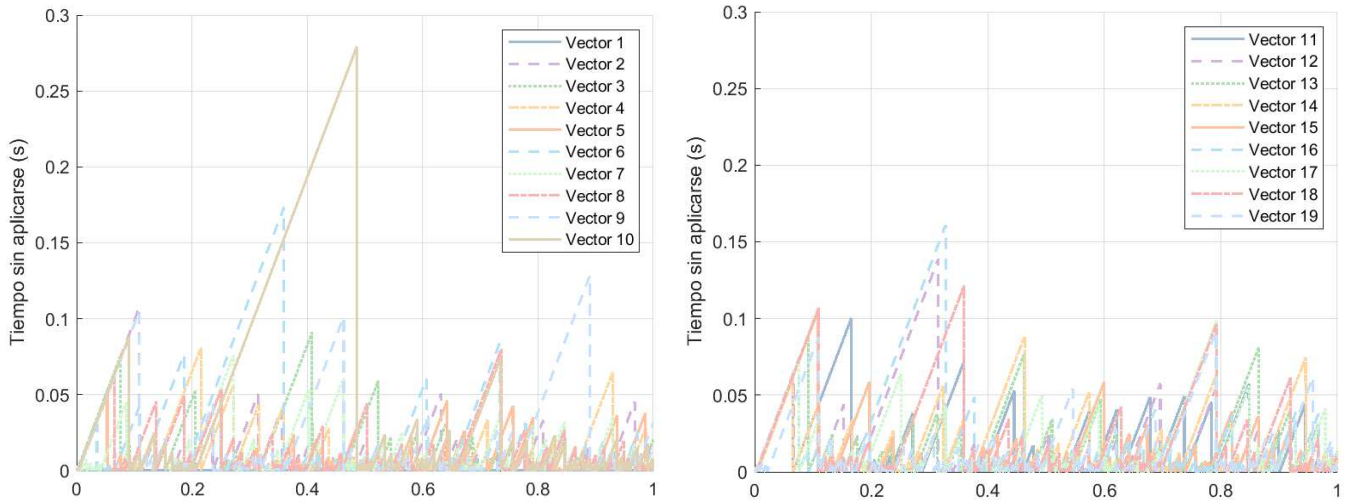


Figura 44:Tiempo de aplicación de los 19 vectores

La gráfica muestra como en los momentos en los que se pierde el seguimiento, se aplican vectores que se encuentran estancados.

Para una mejor comprensión y verificación, en la *Figura 45* se ha representado en una misma gráfica el tiempo que llevaba sin aplicarse el vector que se aplica en ese periodo de control, junto con el error cuadrático medio.

Este error cuadrático medio (ECM) se calcula considerando los valores de todas las componentes almacenadas en la LUT para un vector específico antes y después de aplicar ese mismo vector. Este proceso permite evaluar la precisión del modelo en cada iteración. Cuando el modelo está funcionando correctamente y no presenta estancamientos, las diferencias entre los valores antes y después de aplicar el vector deberían ser mínimas, resultando en un error cuadrático medio pequeño. Sin embargo, en el caso de que el modelo se estanque, estas diferencias se amplificarán, reflejándose en un aumento significativo del error cuadrático medio. En la *Ecuación (32)* se muestra el cálculo del mismo.

$$\begin{aligned}
 ECM = & \left( i_d(k) - i_d(k-1) \right)^2 + \left( i_q(k) - i_q(k-1) \right)^2 \\
 & + \left( i_{x_1}(k) - i_{x_1}(k-1) \right)^2 + \left( i_{y_1}(k) - i_{y_1}(k-1) \right)^2 \\
 & + \left( i_{x_2}(k) - i_{x_2}(k-1) \right)^2 + \left( i_{y_2}(k) - i_{y_2}(k-1) \right)^2
 \end{aligned} \tag{32}$$

Cada vector tiene un color asociado, el tiempo que lleva sin aplicarse el mismo queda ilustrado por las líneas mientras que el error del mismo lo indican los distintos puntos.

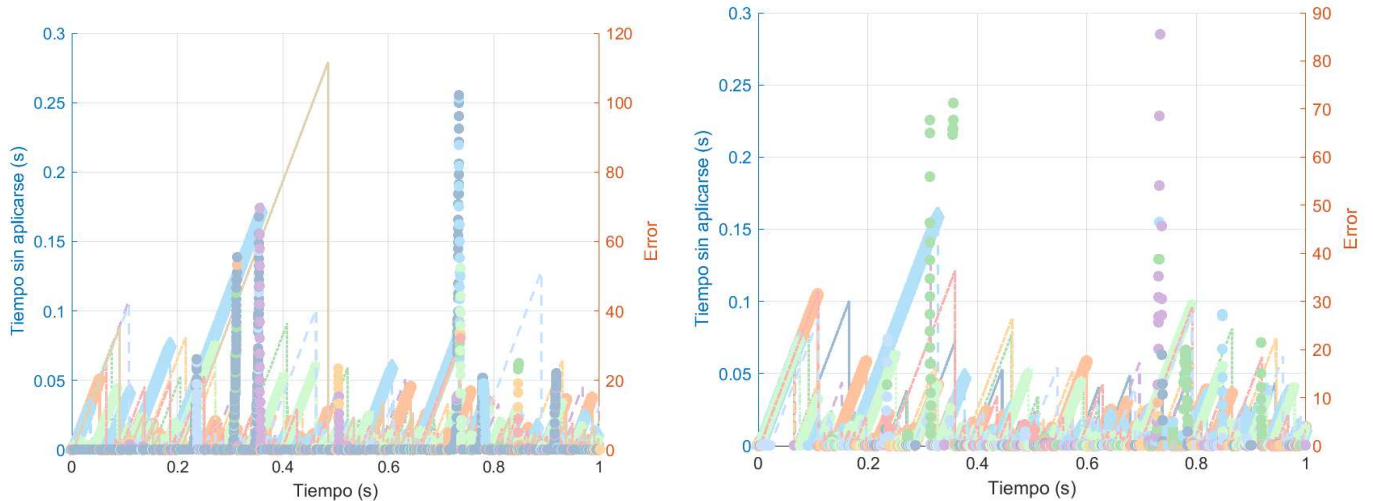


Figura 45: Tiempo que llevaba sin aplicarse y error cuadrático medio asociado al vector aplicado.

Como se puede observar, en los instantes en los que existen pérdidas en el seguimiento de la velocidad, el error cuadrático medio es mayor, coincidiendo con que el vector que se ha aplicado llevaba ya tiempo sin aplicarse, verificando de este modo que la pérdida del control está causada por el estancamiento.

Para ver con una mayor resolución este fenómeno, en la *Figura 46*, se presenta la gráfica de la velocidad donde, para cada periodo de control se dibuja el vector que se aplica y el tiempo que lleva sin aplicarse dicho vector. De este modo, poniendo en el foco el periodo donde la velocidad mecánica pierde la referencia, se visualiza como se aplican vectores cuya información de las LUT se está volviendo obsoleta y produce un pequeño desajuste, que se ve agravado en el momento que se empiezan a aplicar vectores con una información aún más desfasada, donde aumenta la pendiente de la velocidad. Además, sobre la misma gráfica se representa el error cuadrático medio de las LUT del vector antes y después de aplicarse.

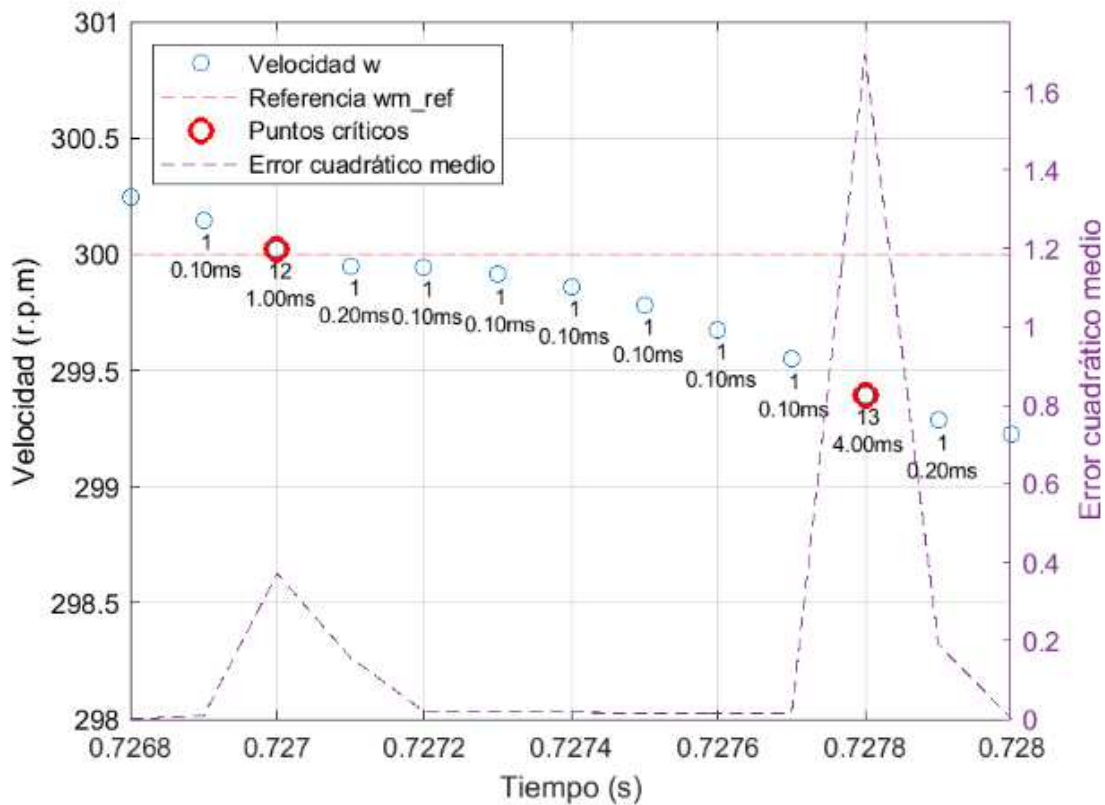


Figura 46: Pérdida de la velocidad junto con el error cuadrático medio

## **7.4 CONTROL MF-LUT CON ALGORITMO DE ANTIESTANCAMIENTO.**

En este capítulo se expondrán los resultados que se obtienen con el control libre de modelo basado en LUT con algoritmo de antiestancamiento. Se graficará el control tan solo en distintos puntos de operación con un par de carga constante de  $9 N \cdot m$  y una frecuencia de control de 20 kHz.

### **7.4.1 CONTROL EN $\omega = 100 \text{ rpm}$**

El objetivo principal es que el sistema de control consiga alcanzar esta velocidad y mantenerla con un margen de error mínimo y minimizando las pérdidas.

En la *Figura 47* se presentan los resultados del control libre de modelo basado en LUT con un algoritmo de antiestancamiento, operando a una velocidad de 100 rpm.

Iniciando en la columna izquierda, en la *Figura 47(a)*, se observa que la velocidad de la máquina alcanza de forma rápida la referencia de 100 rpm y se mantiene estable en torno a este valor, con un margen de error muy pequeño. Este comportamiento indica que el control logra un seguimiento preciso de la velocidad deseada, lo que es un reflejo del correcto funcionamiento del control.

En las *Figuras 47(b)*, *47(c)* y *47(d)*, se muestran las corrientes de las nueve fases de la máquina, las cuales presentan un perfil sinusoidal. Este comportamiento sugiere que el sistema opera de manera equilibrada. Aunque sí que existe un rizado en las corrientes, con un total de distorsión armónica (THD) alrededor del 30%.

Pasando a la columna derecha, en la *Figura 47(a)* se presentan las corrientes  $d - q$  en relación con sus valores de referencia. El buen seguimiento de las corrientes  $d$  y  $q$  indica que el control está funcionando de manera precisa, manteniendo la corriente  $d$  en torno a cero, como es adecuado para una máquina de imanes permanentes, mientras que la corriente  $q$  sigue de cerca la referencia con un rizado alrededor de ella. Esto sugiere que el algoritmo de antiestancamiento está contribuyendo a la estabilidad y efectividad del control.

La *Figura 47 (b)* muestra las corrientes en los subespacios  $\alpha - \beta$ , donde se denota un claro perfil sinusoidal sin pérdidas del perfil en ningún momento, tan solo un leve rizado que crea el perfil de una amplitud y frecuencia constante.

En las *Figura 47 (c) y (d)* se muestran las corrientes en los subespacios secundarios. Estas se mantienen centradas en el cero en todo momento, aunque sí que alcanzan amplitudes de 2.5A en algunos instantes concretos, que pueden conllevar unas grandes pérdidas en esos momentos.

En la *Figura 47(e)* se presenta el histograma de transiciones de vectores, donde se observa claramente la influencia del algoritmo de antiestancamiento. Este se refleja en la mayor frecuencia de la secuencia "activo a activo", que responde a la necesidad de aplicar acciones de control para actualizar la LUT. Además, el histograma derecho muestra que un mismo vector se aplica aproximadamente el 5% de las veces, mientras que los vectores restantes, desde  $20^\circ$  hasta  $180^\circ$ , se emplean con una frecuencia incremental. Esto se debe a que, en puntos de operación bajos, en lugar de utilizar el vector nulo, se aplican vectores opuestos (o casi opuestos) que producen un efecto similar, favoreciendo la actualización de los vectores. De este modo, el control sigue efectivamente la referencia, manteniendo un buen desempeño y minimizando el riesgo de estancamiento, incluso a bajas velocidades.

Para conseguir este buen control, el impacto en términos de frecuencia de conmutación es significativo. En este caso, se observa una frecuencia de conmutación elevada en un punto de operación bajo, lo cual se debe al proceso de actualización de las LUTs, alcanzando una frecuencia de 4814 Hz.

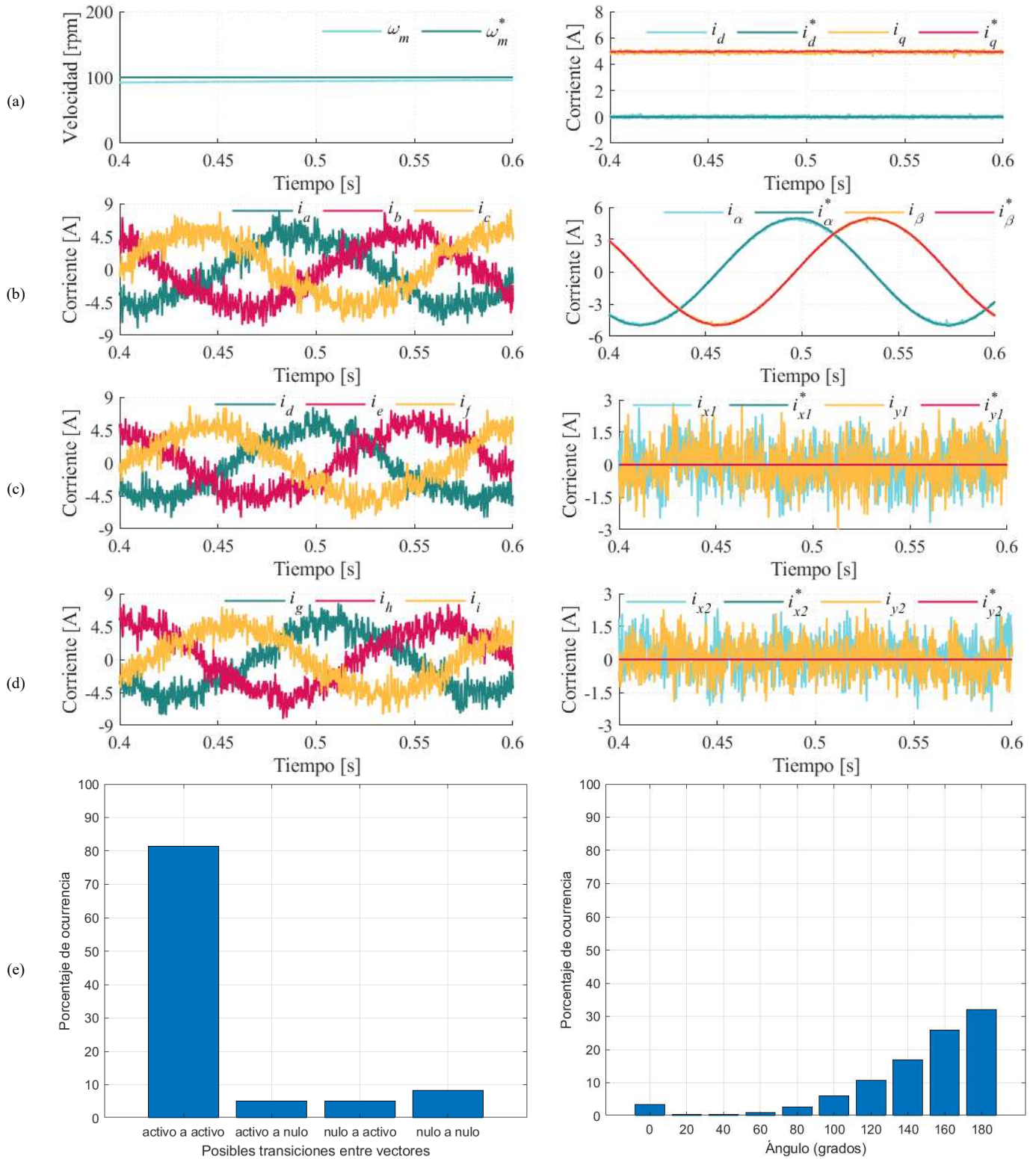


Figura 47: Representación del MF con algoritmo de antiestancamiento a  $\omega_{ref} = 100 \text{ rpm}$ . Columna izquierda: (a) Velocidad  $\omega$  (b) Corrientes  $abc$  (c) Corrientes  $def$  (d) Corrientes  $ghi$  (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes  $d, q$  (b) Corrientes  $\alpha, \beta$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $x_2, y_2$  (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.

### 7.4.2 CONTROL EN $\omega = 500 \text{ rpm}$

En esta segunda simulación, la máquina se ha ajustado a una velocidad de referencia de 500 rpm. El objetivo principal es que el sistema de control consiga alcanzar esta velocidad y mantenerla con un margen de error mínimo minimizando las pérdidas.

En la columna izquierda, la *Figura 48 (a)* muestra que la velocidad de la máquina alcanza y se estabiliza en la referencia de 500 rpm de forma rápida, manteniéndose dentro de un margen de error reducido a lo largo del tiempo. Este comportamiento indica que el control logra un seguimiento preciso y sostenido de la velocidad deseada, reflejando la efectividad del algoritmo de antiestancamiento en evitar posibles oscilaciones o pérdidas de control.

Las corrientes de fase, mostradas en las *Figuras 48 (b), 48 (c), y 48 (d)*, presentan un perfil sinusoidal bien definido en las nueve fases, con una mayor amplitud y frecuencia en este nuevo punto de operación lo que sugiere que el sistema está operando de manera balanceada, sin distorsiones significativas. Aunque existe cierto nivel de rizado en las corrientes, con un THD del 24.5%.

Pasando a la columna derecha, la *Figura 48(a)* presenta las corrientes  $d - q$  junto con sus referencias. El buen seguimiento de estas corrientes indica que el sistema está funcionando con precisión; la corriente  $d$  permanece oscilando por el cero, como es adecuado para una máquina de imanes permanentes, mientras que la corriente  $q$  sigue de cerca la referencia con un leve rizado alrededor de este valor. Este comportamiento sugiere que el algoritmo de antiestancamiento contribuye a la estabilidad en el seguimiento de las corrientes.

En cuanto a las corrientes  $\alpha - \beta$ , la *Figura 48 (b)*, muestra como estas siguen un perfil sinusoidal estable y controlado con un pequeño rizado. En las *Figuras 48 (c) y (d)*, las corrientes en los subespacios secundarios se mantienen oscilando por el cero en su mayoría, aunque ocasionalmente alcanzan picos de amplitud. Sin embargo, estos picos no comprometen la estabilidad general del sistema y representan pérdidas moderadas que el algoritmo de antiestancamiento controla eficazmente.

La *Figura 48(e)* presenta el histograma de transiciones de vectores, destacando el impacto del algoritmo de antiestancamiento a través de la predominancia de la secuencia "activo a activo" sobre otras secuencias. Este patrón indica que el sistema aplica vectores activos con mayor frecuencia para mantener actualizada la información de las LUT. Además, el histograma derecho muestra una distribución creciente en los ángulos de los vectores aplicados, desde  $20^\circ$  hasta  $180^\circ$ , con una mayor frecuencia en los ángulos más altos. Esta tendencia sugiere que el sistema, en lugar de depender principalmente del vector nulo, utiliza vectores con ángulos opuestos o cercanos para ajustar el control, lo cual permite que el algoritmo mantenga la referencia de velocidad de forma eficaz y facilite la actualización de las LUT de los vectores activos.

Una notable diferencia con los controles anteriores erradica en el valor de la frecuencia de conmutación, este llega a 4129 Hz, lo cual no difiere tanto del punto de operación anterior.

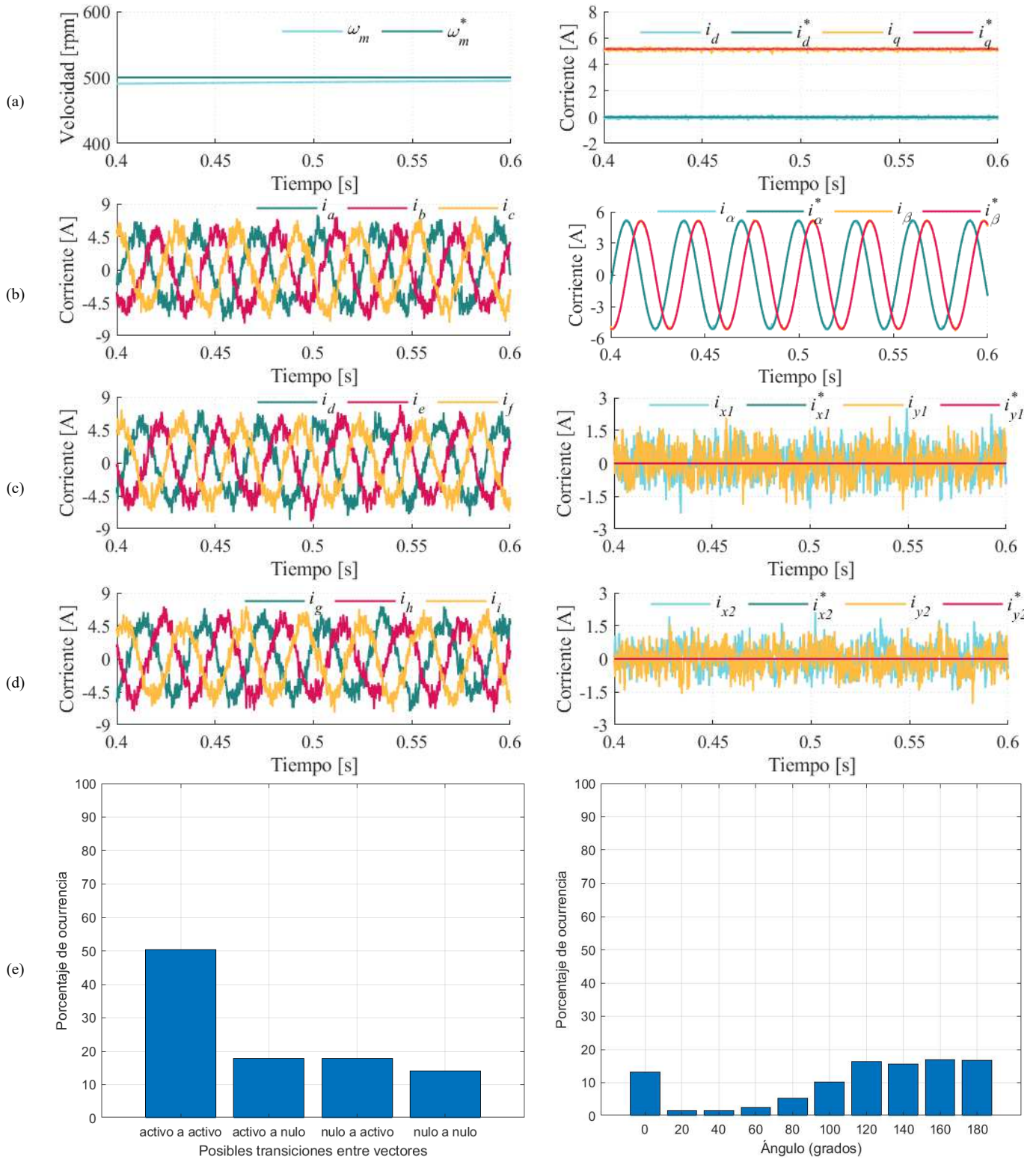


Figura 48: Representación del MF con algoritmo de antiestancamiento a  $\omega_{ref} = 500 \text{ rpm}$ . Columna izquierda: (a) Velocidad  $\omega$  (b) Corrientes  $abc$  (c) Corrientes  $def$  (d) Corrientes  $ghi$  (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes  $d, q$  (b) Corrientes  $\alpha, \beta$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $x_2, y_2$  (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.

### 7.4.3 CONTROL EN $\omega = 900 \text{ rpm}$

En esta tercera simulación, la máquina se ha ajustado a una velocidad de referencia de 900 rpm. El propósito principal del sistema de control es alcanzar esta velocidad y mantenerla de forma estable, minimizando tanto el margen de error como las pérdidas en el sistema. Debido al alto punto de operación se observa un control más nervioso, con las frecuencias de las corrientes altas y con pequeños picos.

Comenzando con la columna izquierda, la *Figura 49 (a)* muestra que la velocidad de la máquina se eleva rápidamente hasta aproximarse a la referencia de 900 rpm, manteniéndose de manera estable a lo largo del tiempo. Esta estabilidad en el seguimiento sugiere que el algoritmo de antiestancamiento es efectivo, permitiendo al sistema alcanzar la referencia sin oscilaciones significativas ni pérdidas de control a esta velocidad más alta.

En las *Figuras 49 (b)*, *49 (c)* y *49 (d)* se presentan las corrientes en las nueve fases de la máquina. Se observa un perfil sinusoidal bien definido, con una mayor amplitud y frecuencia debido al aumento en la velocidad de operación. Este comportamiento sugiere que el sistema está funcionando de manera equilibrada y sin distorsiones significativas. Aunque se percibe un nivel de rizado en las corrientes, el valor de THD se mantiene controlado en torno al 18 %.

Pasando a la columna derecha, la *Figura 49 (a)* ilustra las corrientes  $d - q$  y sus valores de referencia. Las corrientes muestran un seguimiento adecuado de las referencias; aunque, con un mayor rizado y error que en los puntos de operación más bajos, sin embargo, estos picos se corrigen rápidamente debido a la aplicación continua de diferentes vectores. Este comportamiento confirma que el algoritmo de antiestancamiento ayuda a mantener la precisión en el seguimiento de las corrientes sin comprometer la estabilidad.

La *Figura 49 (b)* muestra las corrientes en el subespacio  $\alpha - \beta$ , donde se observa un perfil sinusoidal claro y consistente, con un pequeño rizado y una mayor frecuencia. Esto indica un funcionamiento controlado y estable en este subespacio. En las *Figuras 49 (c)* y *49 (d)*, que representan las corrientes en los subespacios secundarios, se aprecia que estas oscilan alrededor del cero, aunque con un rizado de considerable amplitud. Estas amplitudes de las corrientes no afectan de manera significativa la estabilidad general del sistema, y el algoritmo de antiestancamiento ayuda a gestionar estas variaciones moderadas de manera eficiente.

La *Figura 49 (e)* muestra el histograma de transiciones de vectores, donde destaca el predominio de la secuencia "activo a activo". Esto indica que el sistema utiliza frecuentemente vectores activos para controlar la máquina, lo que permite además una actualización constante de las LUT y mejora el seguimiento de la referencia de velocidad. Además, el histograma de aplicación de los vectores activos exhibe una distribución relativamente uniforme entre las secuencias, con una mayor frecuencia en las secuencias de  $20^\circ$  y  $40^\circ$ , las más favorables para el control. Esta estrategia ayuda a que el sistema mantenga el seguimiento de la referencia de velocidad de manera eficaz y reduzca el riesgo de estancamiento, incluso en una condición de operación tan exigente como la velocidad de 900 rpm.

De igual modo que para el caso anterior, la frecuencia de conmutación no tiene una notable diferencia. De hecho, este es el único caso que pese a aumentar el punto de operación, la frecuencia de conmutación disminuye a 4103 Hz.

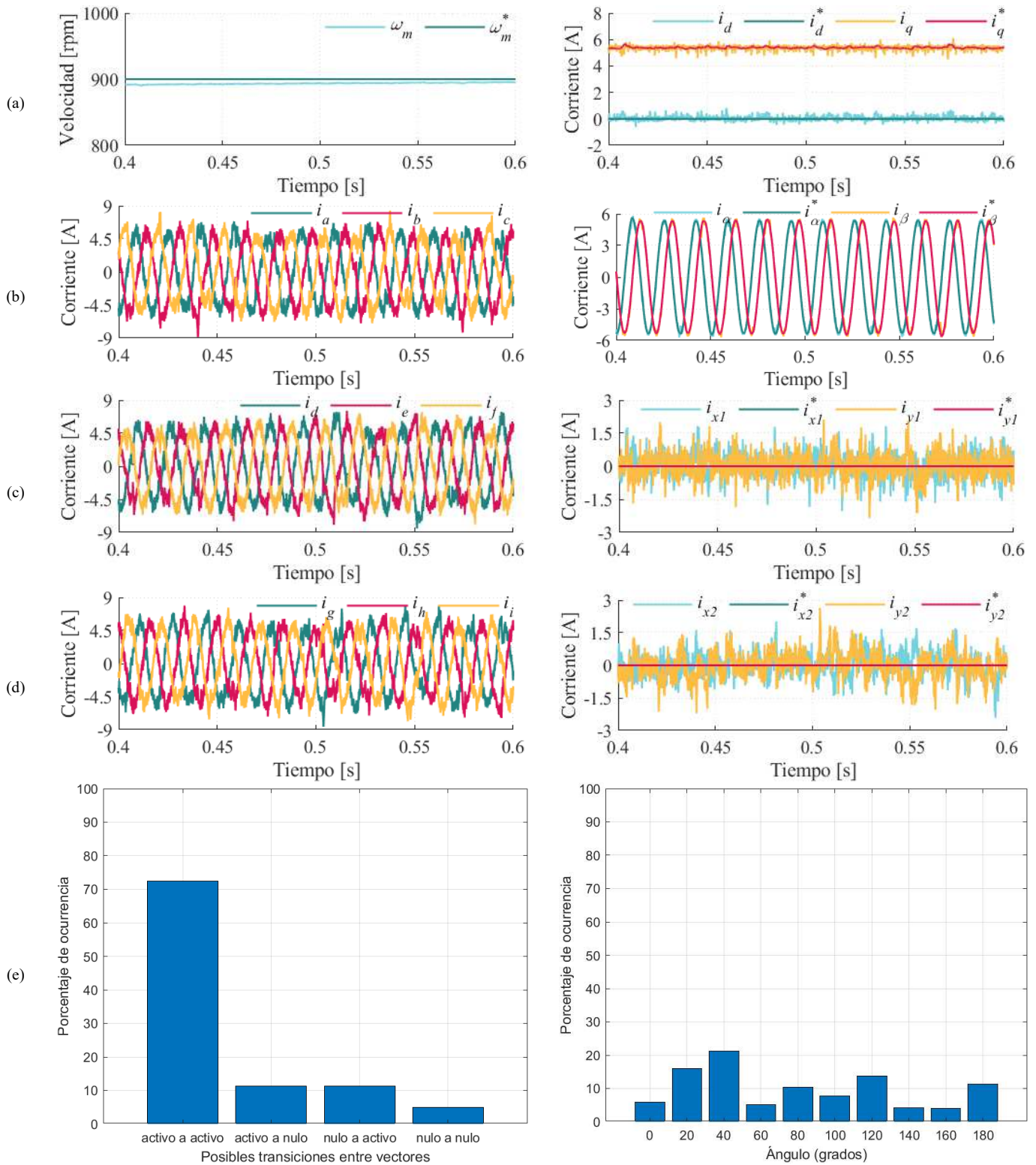


Figura 49: Representación del MF con algoritmo de antiestancamiento a  $\omega_{ref} = 900 \text{ rpm}$ . Columna izquierda: (a) Velocidad  $\omega$  (b) Corrientes  $abc$  (c) Corrientes  $def$  (d) Corrientes  $ghi$  (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes  $d, q$  (b) Corrientes  $\alpha, \beta$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $x_2, y_2$  (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.

## 7.5 COMPARACIÓN DE RESULTADOS.

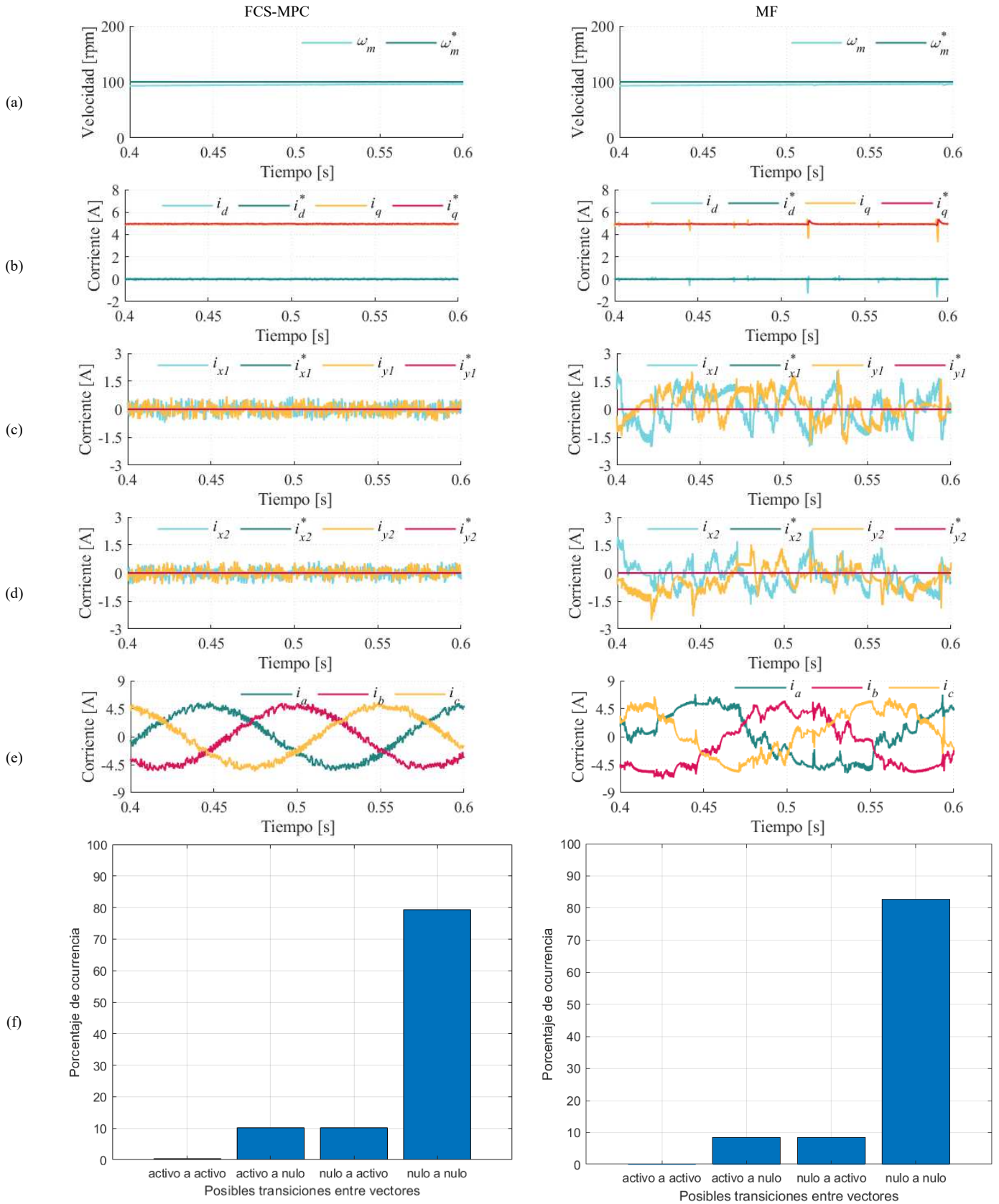
Para finalizar con el capítulo de resultados, se muestran las distintas comparaciones de los métodos de control propuestos.

### 7.5.1 FCS-MPC VS MF SIN ALGORITMO DE ANTIESTANCAMIENTO

En este primer enfrentamiento, se encuentran el control predictivo estándar y el control libre de modelo desarrollado basado en LUT sin algoritmo de antiestancamiento. Esta comparación se encuentra en un punto de operación bajo, donde ambos esquemas son capaces de seguir la velocidad con la misma precisión, tal y como se puede observar en la *Figura 50 (a)*. En cuanto a las corrientes  $d - q$ , que se presentan en la *Figura 50 (b)*, existe una leve diferencia, donde para ambos casos se sigue correctamente la referencia. Sin embargo, en el caso del MF, existen algunos instantes donde momentáneamente se estanca y se pierde la referencia de las corrientes, aunque no influye en una gran pérdida en el seguimiento de la velocidad.

Donde sí existe una gran diferencia es en las *Figuras 50 (c) y (d)* donde se muestran las corrientes  $x_1 - y_1$ ,  $x_2 - y_2$  para el caso del control con modelo, estas corrientes se mantienen en cero con un rizado cuya amplitud no llega a superar la unidad, sin embargo, para el caso del MF, estas corrientes se disparan, alejándose de la idoneidad del cero, alcanzando valores superiores a la unidad, lo que produce unas mayores pérdidas, que se ven reflejadas en la *Figura 50 (e)*, donde la calidad de las corrientes de fases del control libre de modelo es muy baja, aun así, se intenta asemejar al perfil sinusoidal que tiene el MPC.

En cuanto a las secuencias, en la *Figura 50 (f)*, se puede ver como al ser un punto de operación bajo, ambos esquemas tienden a aplicar secuencias que involucran al vector nulo. Sin embargo, en las pocas secuencias activas que se aplican, sí que existe una notable diferencia tal y como se puede ver en la *Figura 50 (g)*, donde para el control con modelo tiene una gran importancia la secuencia de vectores a  $100^\circ$ , mientras que, para el control libre de modelo, todas las secuencias se aplican de una forma más o menos distribuidas, destacando las de  $20^\circ$ ,  $60^\circ$  y  $80^\circ$ .



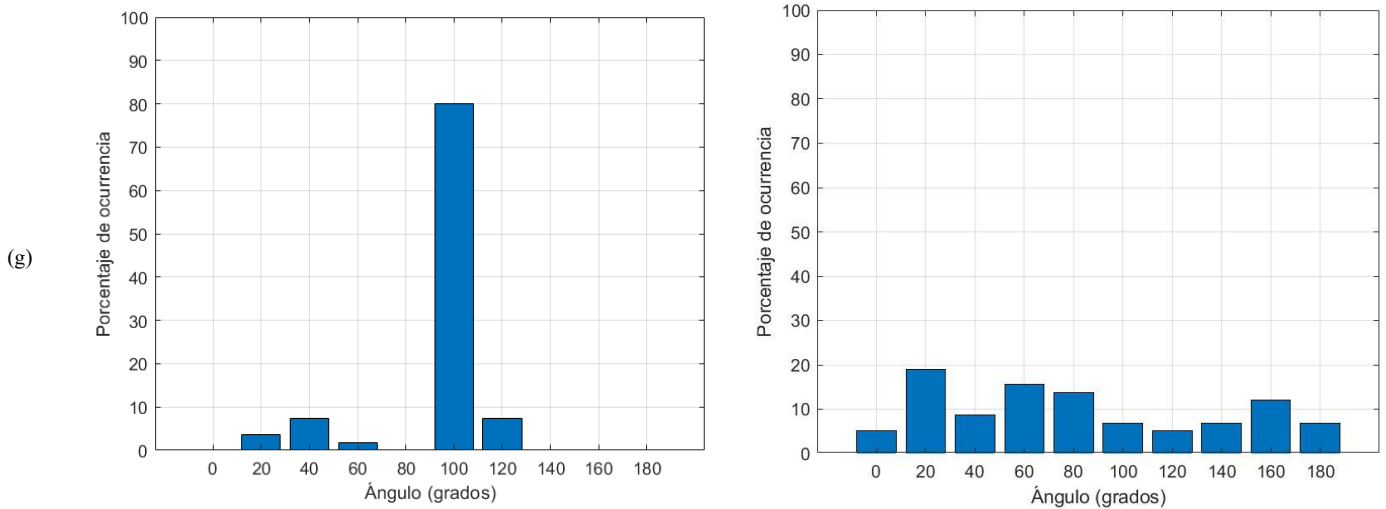
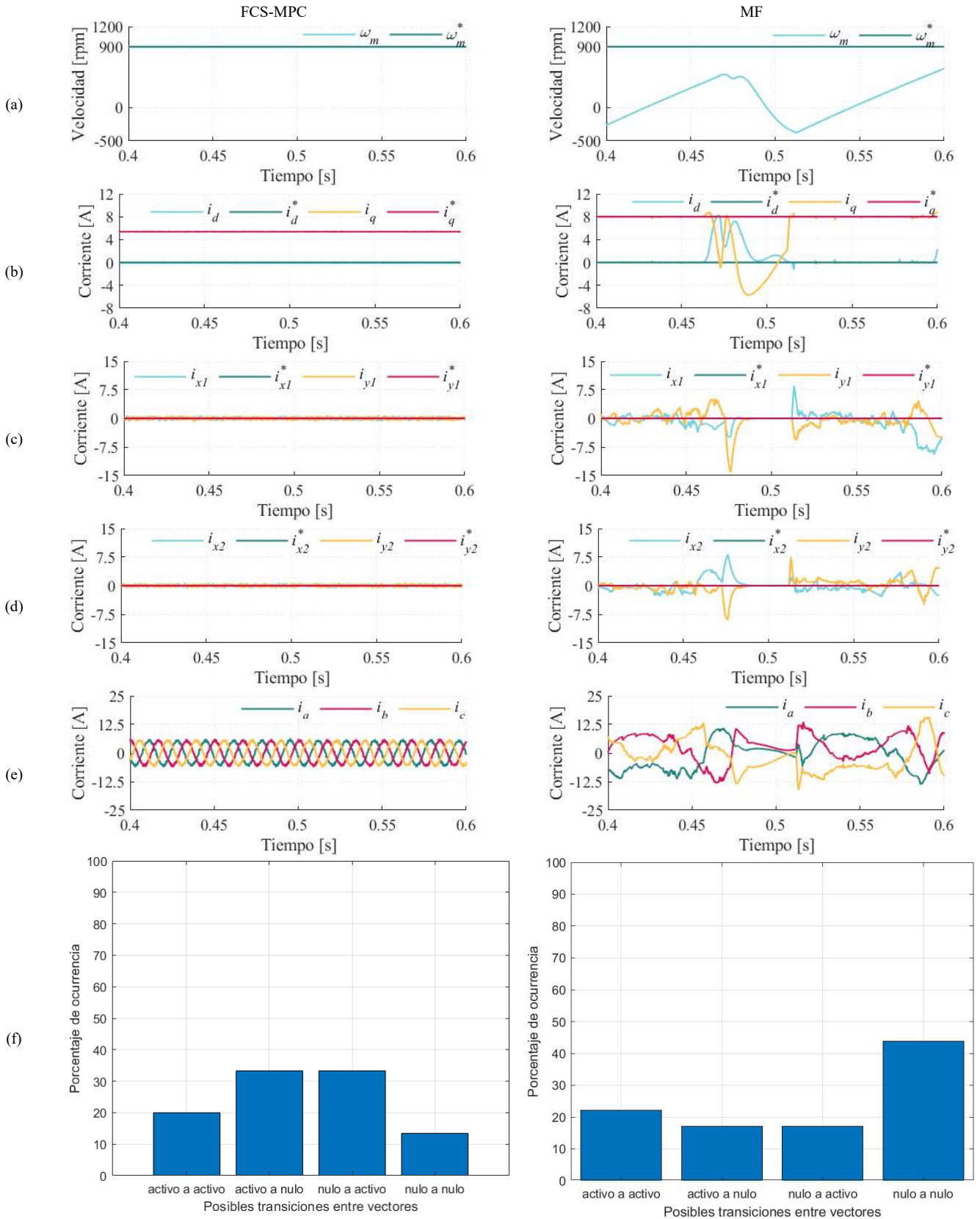


Figura 50: representación con  $\omega_{ref} = 100 \text{ rpm}$  por columnas: izquierda (FCS-MPC), derecha (MF), (a) velocidad (b) Corrientes  $d, q$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $abc$  (e) Histograma de los tipos de secuencias (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.

La siguiente comparación enfrenta el control predictivo estándar y el control libre de modelo a una velocidad de referencia de 900 rpm. En cuanto al seguimiento de la velocidad (*Figura 51(a)*), el control FCS-MPC (columna izquierda) muestra una estabilidad casi perfecta en la referencia de 900 rpm, alcanzándola y manteniéndola sin variaciones notables. En cambio, el control libre de modelo (columna derecha) no consigue alcanzar la referencia y el control se pierde. Esto se ve reflejado en la *Figura 51(b)*, que muestra las corrientes  $d - q$  junto con sus referencias, el FCS-MPC logra mantener estas corrientes de forma estable y cercanas a las referencias deseadas, con un rizado mínimo. Sin embargo, el control libre de modelo pierde la referencia y se queda saturada en muchos instantes, con lo cual no consigue estabilizarse y alcanzar la velocidad de referencia. Las corrientes en los subespacios  $x_1 - y_1$  y  $x_2 - y_2$ , mostradas en las *Figuras 51(c)* y (d), también muestran una gran diferencia controles. En el caso del FCS-MPC, estas corrientes se mantienen alrededor de cero con un rizado contenido, llegando a una amplitud máxima menor que la unidad, lo cual implica mínimas pérdidas en el sistema. Lo contrario sucede en el control libre de modelo donde las intensidades alcanzan picos de una gran amplitud. En la *Figura 51(e)*, que representa las corrientes de las fases, se observa que el FCS-MPC mantiene un perfil sinusoidal claro y bien definido, lo cual es indicativo de un funcionamiento equilibrado y eficiente. En contraste, como cabía esperar, el perfil de las corrientes en el control libre de modelo es mucho más errático, con variaciones de amplitud y forma que se alejan del ideal sinusoidal.



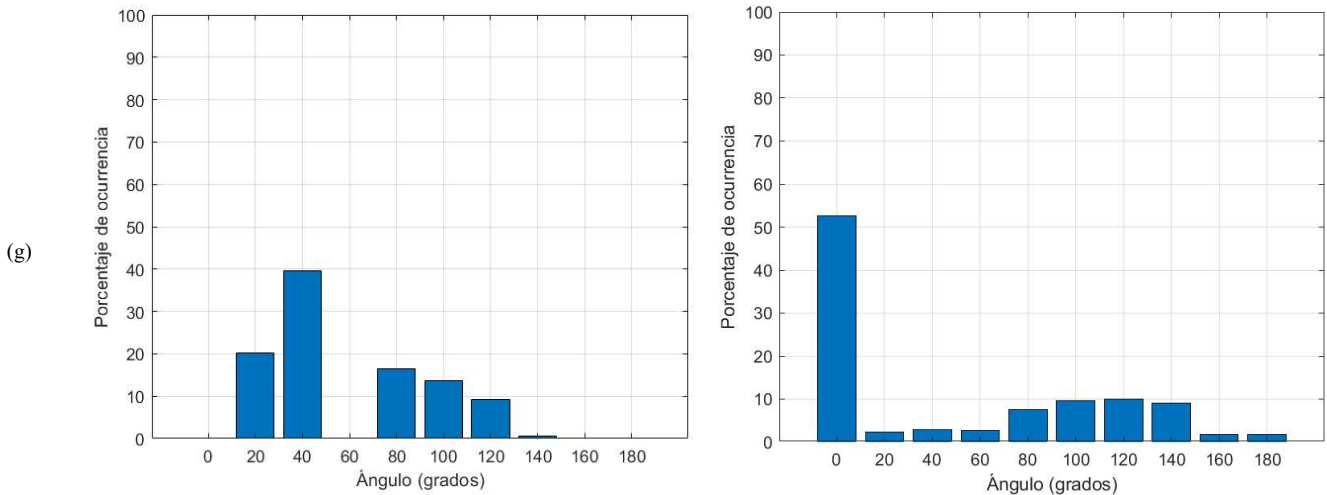


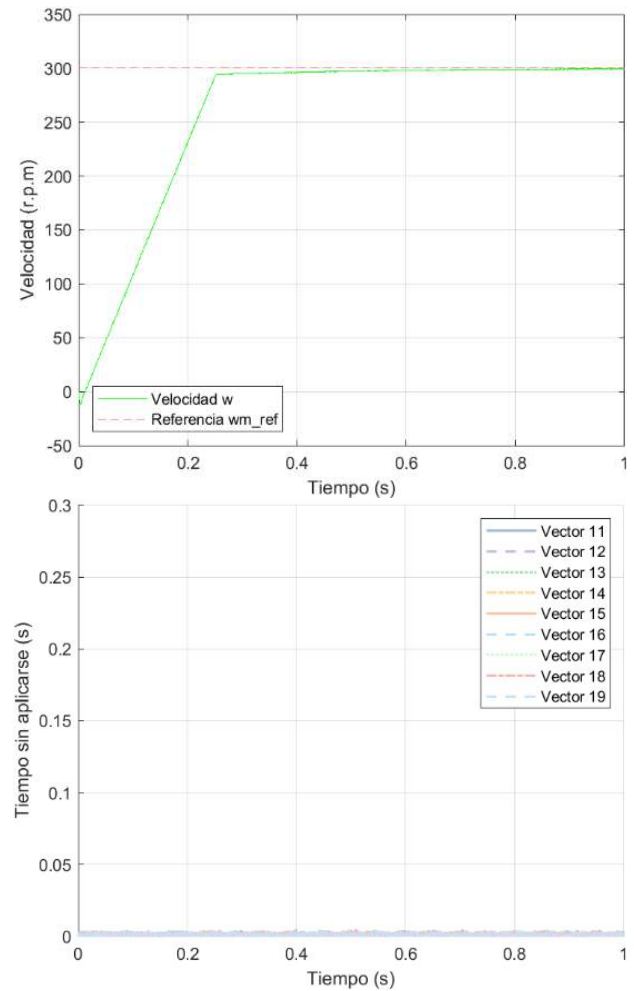
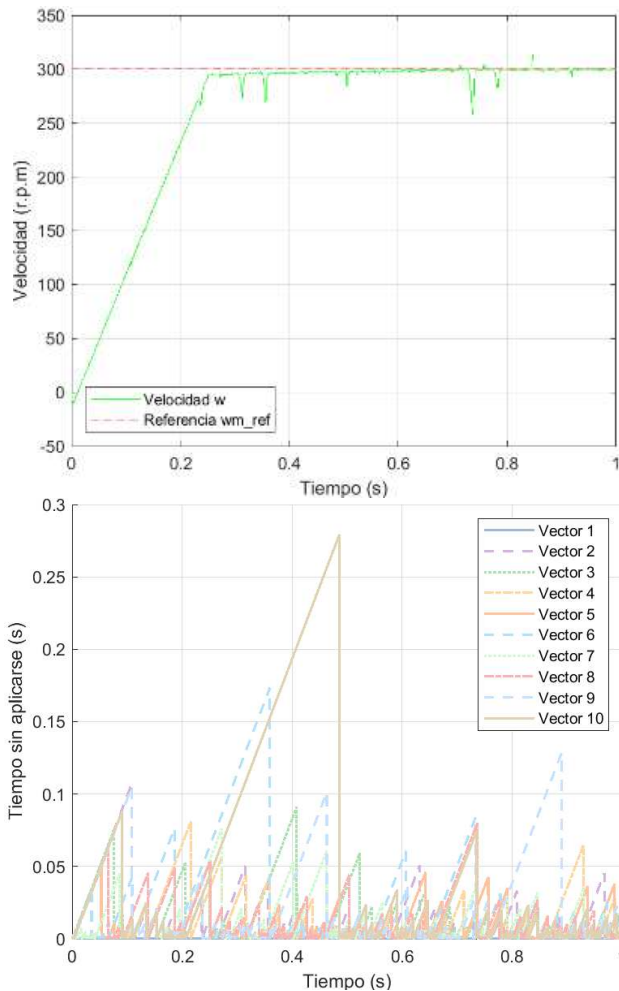
Figura 51: representación con  $\omega_{ref} = 900 \text{ rpm}$  por columnas: izquierda (FCS-MPC), derecha (MF), (a) velocidad (b) Corrientes  $d, q$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $abc$  (e) Histograma de los tipos de secuencias (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.

En cuanto a las secuencias de vectores (*Figura 51 (f)*), ambos controles presentan alrededor de un 20% de aplicación de secuencias activas. Sin embargo, el FCS-MPC aplica con mayor frecuencia las secuencias "activo a nulo" y "nulo a activo". Mientras que, el control libre de modelo muestra una preferencia más marcada por la secuencia "nulo a nulo", lo cual indica una dependencia excesiva en el vector nulo. Esto ocurre porque el vector nulo minimiza la función de coste más que los vectores activos, probablemente debido a que los incrementos almacenados en la LUT están desactualizados. En consecuencia, el control tiende a no actuar con vectores activos, aunque algunos de ellos podrían compensar mejor el error si estuvieran actualizados. La *Figura 51 (g)* muestra la distribución de ángulos en las secuencias de vectores activos, donde, para el FCS-MPC, destacan las secuencias de vectores a  $20^\circ$  y  $40^\circ$ , lo cual sugiere un control efectivo, como se observó en el análisis de secuencias. Mientras que, el control libre de modelo emplea el mismo vector en más del 50% de las veces, lo que indica un posible estancamiento debido a predicciones incorrectas y una selección limitada de acciones de control en comparación con el MPC.

### 7.5.2 MF SIN ALGORITMO DE ANTIESTANCAMIENTO VS MF CON ALGORITMO DE ANTIESTANCAMIENTO

#### Comparación de los problemas de estancamiento.

Con el método de antiestancamiento propuesto, se solventa la problemática expuesta, donde la actualización constante de los vectores permite obtener un seguimiento correcto de la velocidad. En la *Figura 52* se muestra la comparativa del control libre de modelo sin método de antiestancamiento y con método de antiestancamiento.



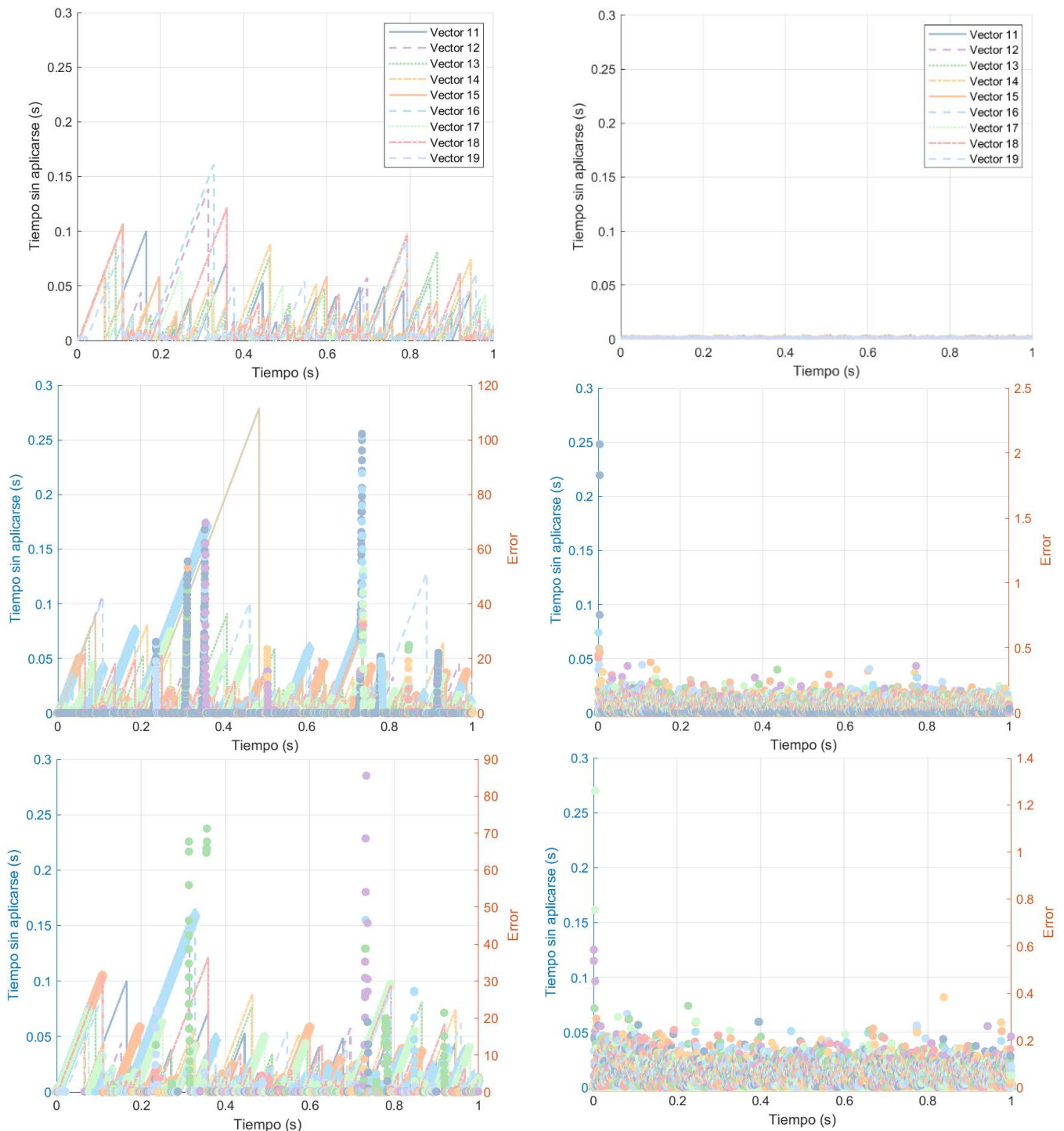
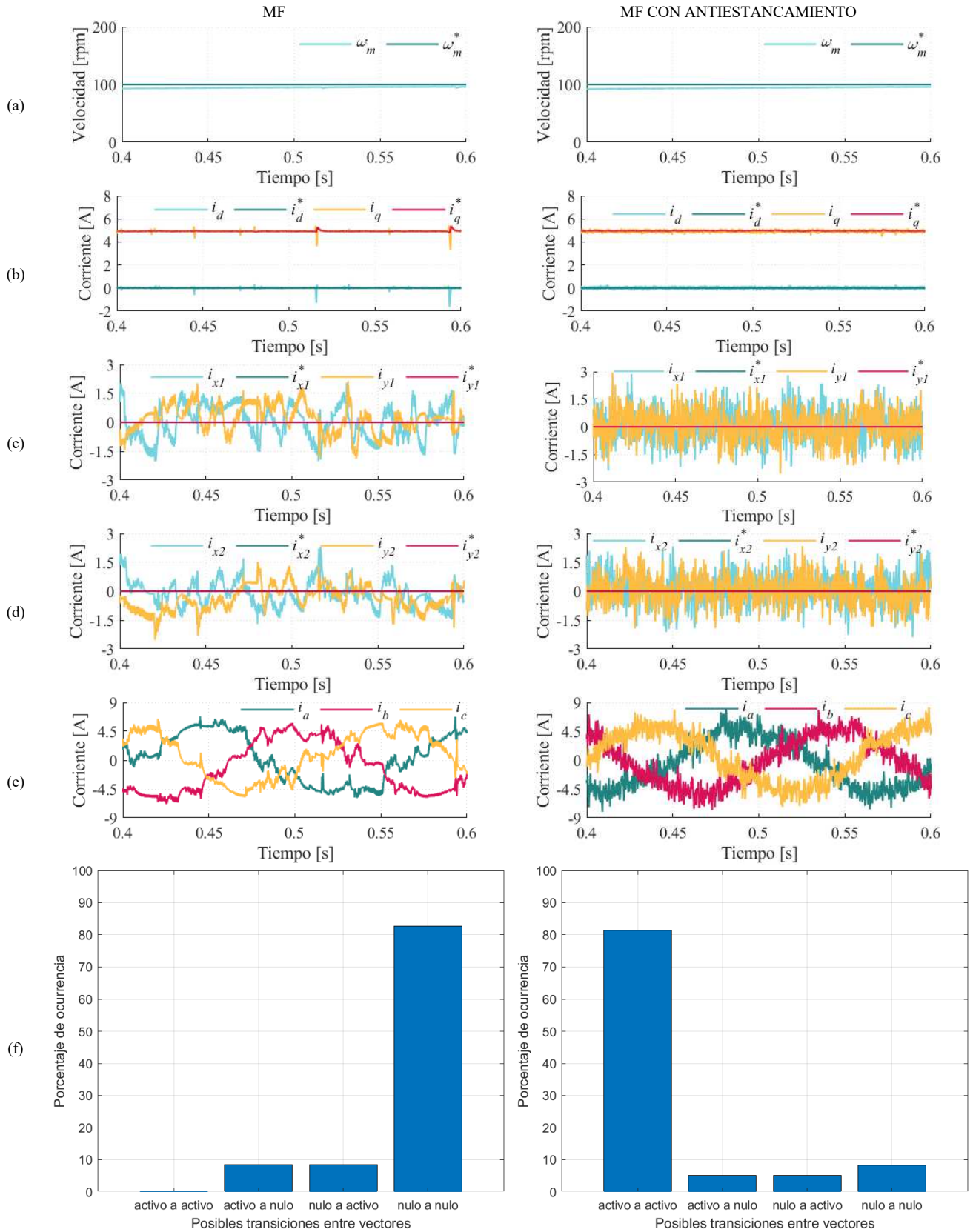


Figura 52: Comparativa control sin antiestancamiento (columna izquierda), control con antiestancamiento (columna derecha)

En la comparativa se puede observar cómo claramente el control propuesto con el algoritmo permite actualizar las LUT de una manera constante, lo que conlleva una gran disminución del error cuadrático medio de los valores almacenados en las LUTs antes y después de aplicarse el vector. Es decir, la información almacenada es correcta, con lo cual se consigue un buen seguimiento de la velocidad.

Una vez hecha las comparaciones entre los dos esquemas anteriores, viendo la necesidad de diseñar un algoritmo de antiestancamiento, se presentan las comparaciones entre el control libre de modelo sin algoritmo de antiestancamiento y el mismo incluyéndole el algoritmo diseñado. Este primer enfrentamiento a una velocidad de referencia de 100 rpm, en la *Figura 53 (a)*, se puede observar cómo ambos controles mantienen el seguimiento de la velocidad de referencia de manera precisa. En la *Figura 53 (b)*, se presentan las corrientes  $d - q$  que se mantienen estables y siguen la referencia en ambos casos. Sin embargo, sin el algoritmo existe algunos instantes en los que se pierde la referencia momentáneamente, esto se ve corregido con el algoritmo de antiestancamiento implementado, donde se sigue en todo momento, aunque con un rizado levemente mayor.

En las *Figuras 53 (c) y (d)* se encuentra una mejora significativa. Mientras que en el control sin antiestancamiento las corrientes  $x_1 - y_1$  muestran una amplitud elevada y un comportamiento errático que se aleja del ideal de cero, en el caso con el algoritmo de antiestancamiento estas corrientes están más reguladas y tienen una amplitud menor. Esto reduce las pérdidas y mejora la eficiencia del sistema. Del mismo modo, en la *Figura 53 (e)* se muestran las corrientes de fase. En el control sin el algoritmo de antiestancamiento, el perfil se aleja de la forma sinusoidal ideal. En cambio, con antiestancamiento, las corrientes presentan una mejor calidad y una forma más cercana a la sinusoidal, aunque con un notable rizado. En la *Figura 53 (f)* sí que existe una notable diferencia, donde las transiciones de “nulo a activo” y “activo a nulo” prácticamente se mantienen, sin embargo. Las secuencias de vectores activos pasan de no aplicarse en el control sin algoritmo a aplicarse más de un 80% de las veces en el control con el algoritmo diseñado, de este modo de hace notar como se están aplicando los diferentes vectores para refrescar las LUT. Esto se ve reflejado en la *Figura 53 (g)*, donde para el control sin algoritmo se aplican más las secuencias de  $20^\circ, 40^\circ$  y  $60^\circ$  ya que, cuando se emplean son para controlar mientras que, en el control con algoritmo se utilizan las secuencias con más distancia angular, ya que cuando se aplican son para actualizar los vectores, en vez de aplicar el nulo se aplican secuencias que tengan baja producción media en todos los subespacios para así cumplir con el punto de operación bajo.



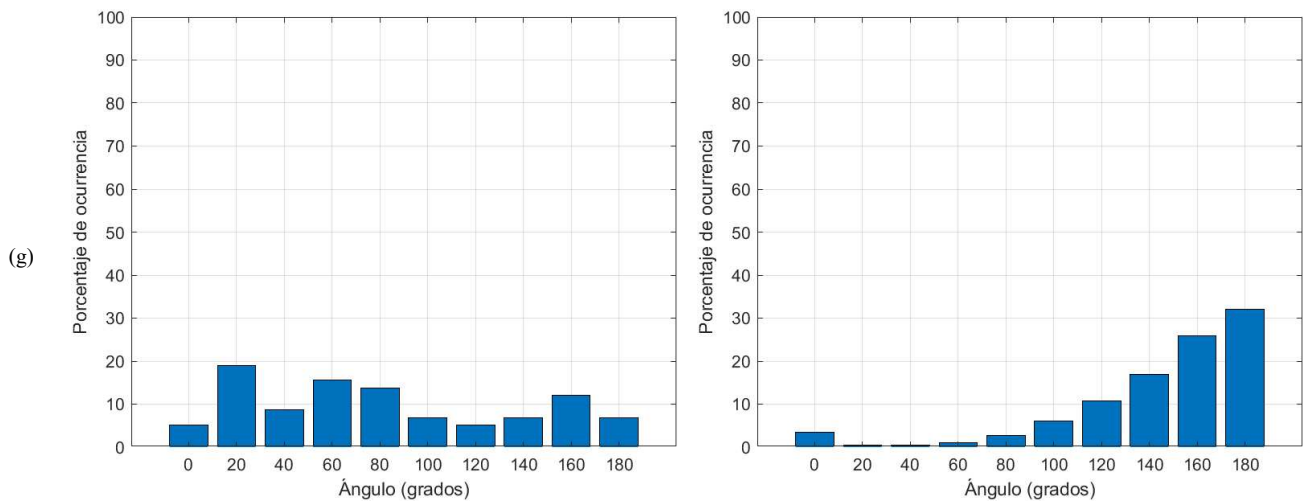


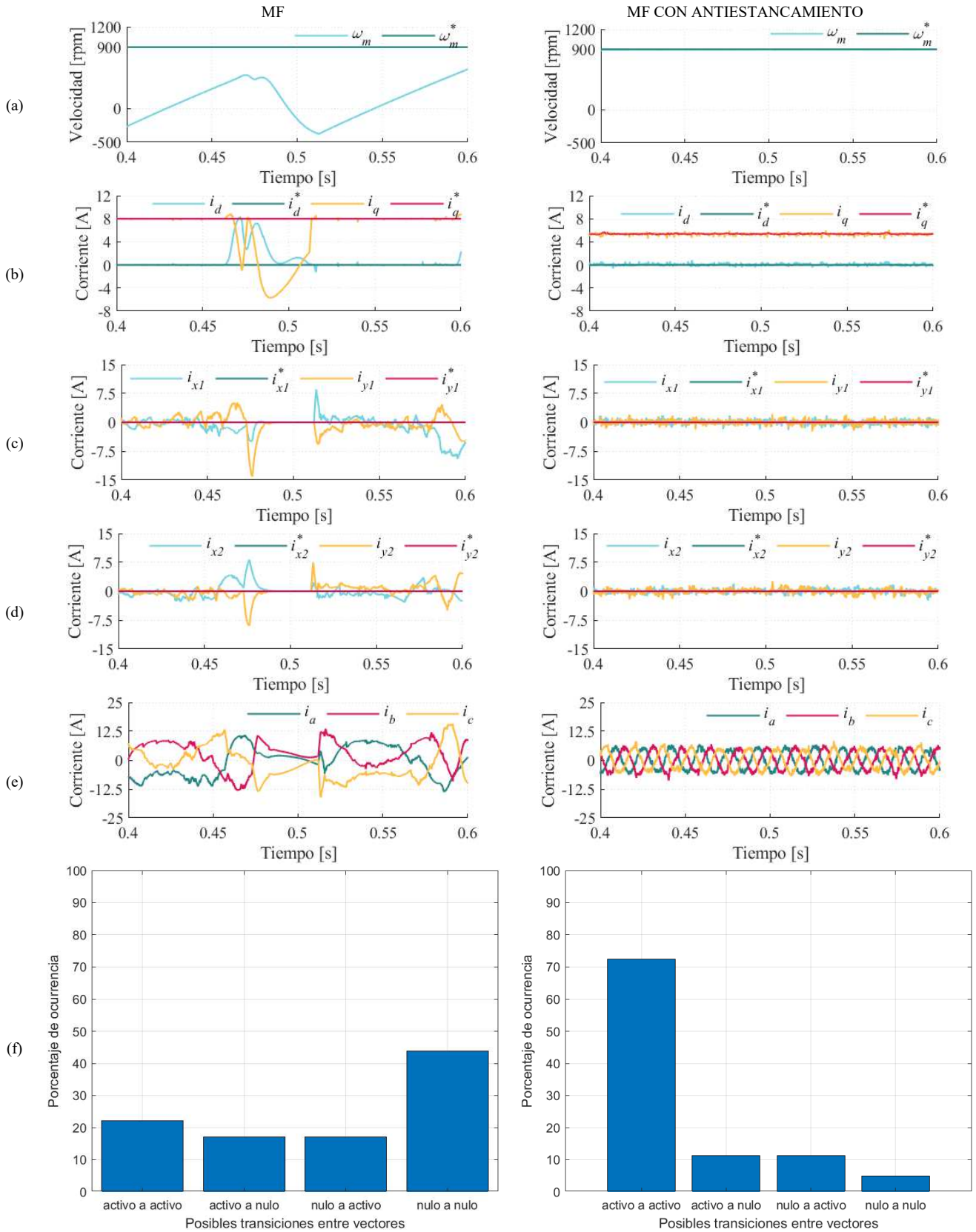
Figura 53: representación con  $\omega_{ref} = 100 \text{ rpm}$  por columnas: izquierda (MF), derecha (MF con antiestancamiento), (a) velocidad (b) Corrientes  $d, q$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $abc$  (e) Histograma de los tipos de secuencias (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.

Para esta segunda comparativa, se ha aumentado el punto de operación, fijando una velocidad de referencia de 900 rpm. En la *Figura 54 (a)*, se observa que, sin antiestancamiento, el control no es capaz de seguir la velocidad, ya que la información de las LUT se encuentra desactualizada y, por consiguiente, la aplicación de vectores erróneos produce que la velocidad comienza a oscilar perdiendo la referencia. En cambio, al añadirle el algoritmo que permite actualizar las LUT, la velocidad se mantiene estable y cercana a la referencia.

En la *Figura 54 (b)*, se puede observar como las corrientes  $d - q$  en el MF inicialmente seguían la referencia, hasta que se comienza a perder el seguimiento y las corrientes se saturan y acaba en una pérdida completa con saltos abruptos y las corrientes saturadas. En cambio, al aplicarle el algoritmo, las corrientes se siguen con precisión, aunque con un leve rizado, con unos pequeños picos debido al alto punto de operación.

Las *Figuras 54 (c) y (d)* muestra una mejora significativa. Mientras que en el control sin antiestancamiento las corrientes  $x_1 - y_1$  muestran una amplitud elevada y un comportamiento errático que se aleja del ideal de cero, en el caso con el algoritmo de antiestancamiento estas corrientes oscilan en torno a cero, con una amplitud pequeña.

En la *Figura 54 (e)*, las corrientes de fase sin antiestancamiento tienen un perfil totalmente errático, irregular y alejado de la sinusoidal ideal, lo que muestra que no se sigue el control. Con el algoritmo, la calidad mejora notablemente, mostrando una forma sinusoidal, aunque con un rizado controlado y algunos picos instantáneos. En la *Figura 54 (f)*, se aprecia una notable diferencia en las secuencias. Sin antiestancamiento, el control tiende a aplicar vectores nulos, ya que la información que tiene en los vectores activos está desactualizada y las corrientes de referencia saturadas. En cambio, al añadirle el algoritmo de antiestancamiento, las secuencias de vectores activos pasan de un 20% hasta más del 70%, lo que indica que se emplean más vectores activos, lo cual tiene sentido ya que se están actualizando continuamente. Esto se ve reflejado en la *Figura 54 (g)*, donde el control sin algoritmo se enfoca en aplicar el mismo vector consecutivamente, mientras que, en el control con el algoritmo, tienen una gran importancia las secuencias de 20°, 40°, esto es una gran diferencia con respecto al punto de operación anterior, ya que, al aumentar el punto de operación, requiere emplear secuencias con mayor productividad.



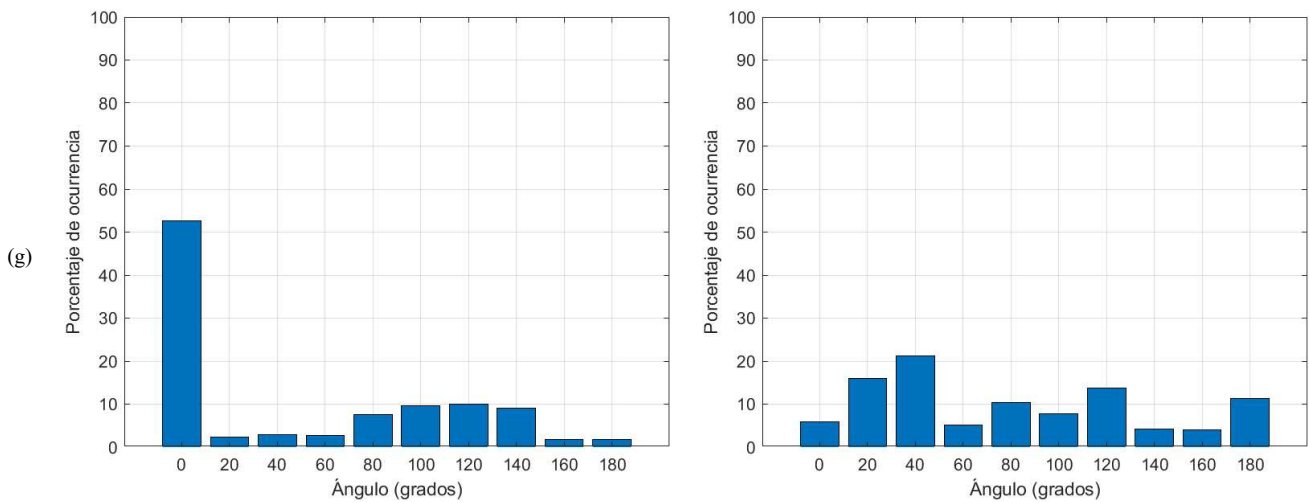


Figura 54: representación con  $\omega_{ref} = 900 \text{ rpm}$  por columnas: izquierda (MF), derecha (MF con antiestancamiento), (a) velocidad (b) Corrientes  $d, q$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $abc$  (e) Histograma de los tipos de secuencias (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.

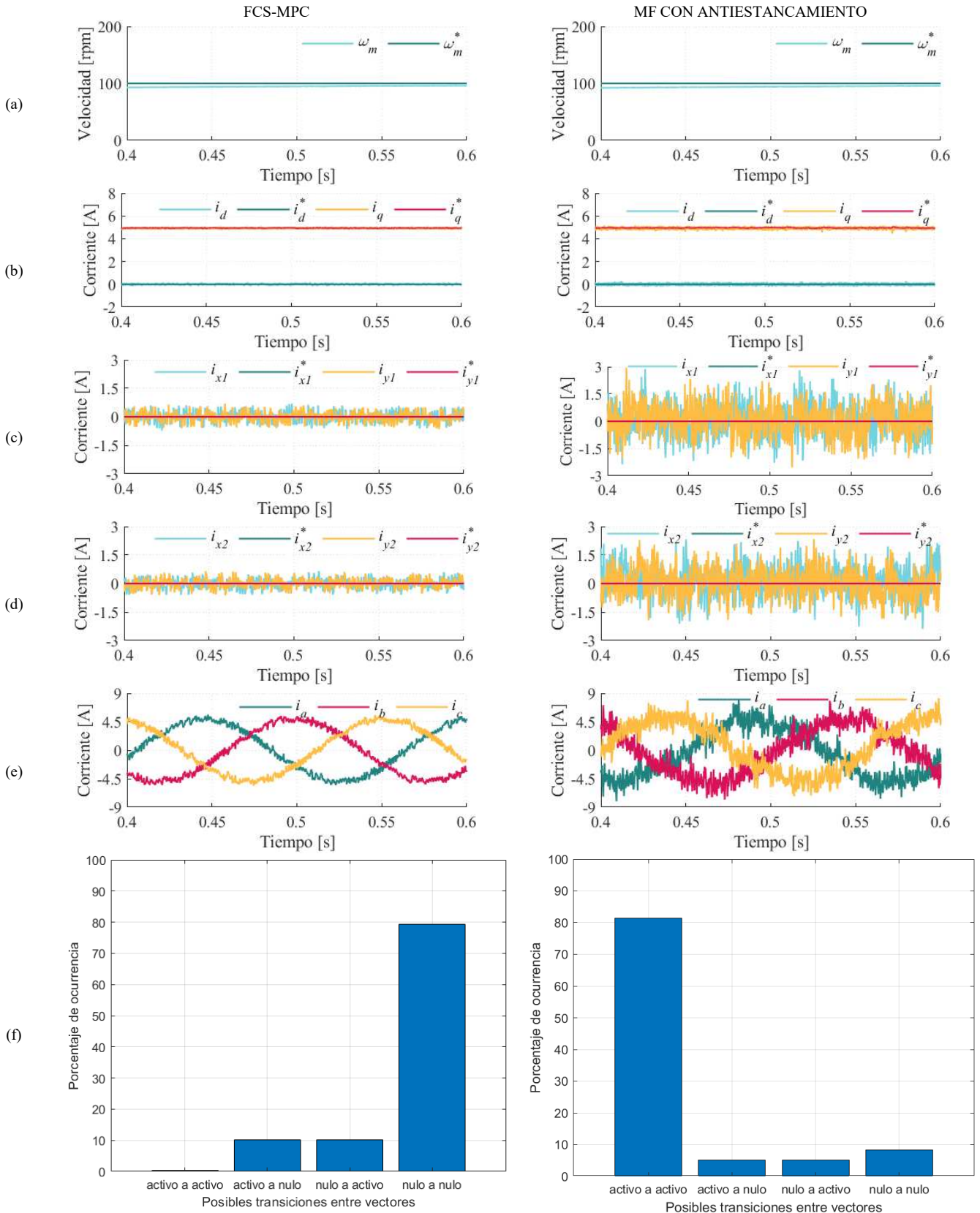
### 7.5.3 FCS-MPC VS MF CON ALGORITMO DE ANTIESTANCAMIENTO

Para finalizar esta serie de comparaciones, se finalizará con la comparación entre el FCS-MPC y el MF con algoritmo de antiestancamiento, para corroborar si este control libre de modelo es igual de efectivo que el control dependiente del modelo. En primer lugar, se hace la comparación con una velocidad de referencia de 100 rpm, donde en la *Figura 55 (a)*, se puede observar cómo ambos controles logran seguir la velocidad de referencia con precisión, mostrando estabilidad en el seguimiento sin desviaciones.

En la *Figura 55 (b)*, se observa que las corrientes  $d - q$  mantienen un seguimiento correcto en ambos controles. Sin embargo, el FCS-MPC presenta un perfil algo más suave, mientras que el MF con antiestancamiento muestra un leve rizado en la señal debido a la implementación del algoritmo, aunque sigue la referencia sin problemas.

En las *Figuras 55 (c) y (d)*, las corrientes  $x_1 - y_1$  y  $x_2 - y_2$  evidencian diferencias notables. En el FCS-MPC, estas corrientes permanecen muy cercanas a cero, con un rizado que llega a una amplitud algo superior a 0.5 A, mientras que en el MF con antiestancamiento, aunque también oscilan alrededor de cero, presentan una amplitud mayor, llegando a los 2A, lo que provocará más pérdidas.

En la *Figura 55 (e)*, las corrientes de fase en el FCS-MPC tienen una forma sinusoidal mucho más definida y suave en comparación con el MF con antiestancamiento, que presenta mayor rizado y picos instantáneos, aunque logra acercarse al perfil sinusoidal. En la *Figura 55 (f)*, se presentan las secuencias de vectores, donde sí que existe una notable diferencia. El FCS-MPC tiende a emplear más el vector nulo para mantener la estabilidad, mientras que el MF con antiestancamiento emplea casi el 80% de las veces secuencias activas, lo que demuestra una actualización constante de las LUT y una menor dependencia de los vectores nulos. Finalmente, en la *Figura 55 (g)*, se observa que en el FCS-MPC, en las pocas secuencias activas que aplica, tiende a aplicar una secuencia de vectores que se encuentran a  $100^\circ$ , lo cual no es lo idóneo de cara al control. Por otro lado, el MF con antiestancamiento aplica las secuencias con más distancia angular, ya que cuando se aplican son para actualizar los vectores, en vez de aplicar el nulo se aplican secuencias que resulten en una baja producción.



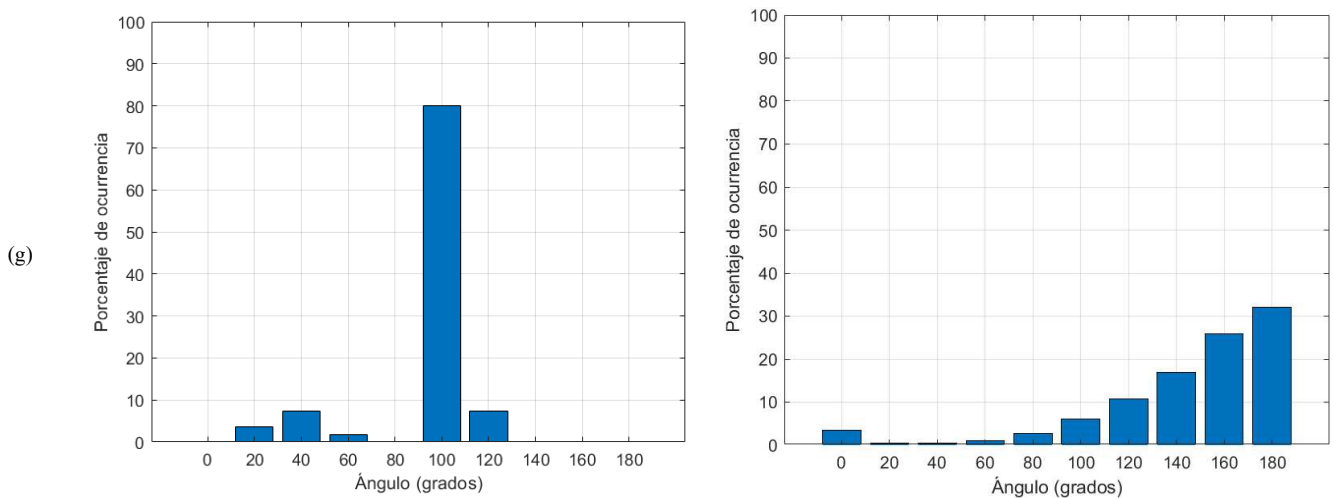


Figura 55: representación con  $\omega_{ref} = 100 \text{ rpm}$  por columnas: izquierda (FCS-MPC), derecha (MF con algoritmo de antiestancamiento), (a) velocidad (b) Corrientes  $d, q$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $abc$  (e) Histograma de los tipos de secuencias (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.

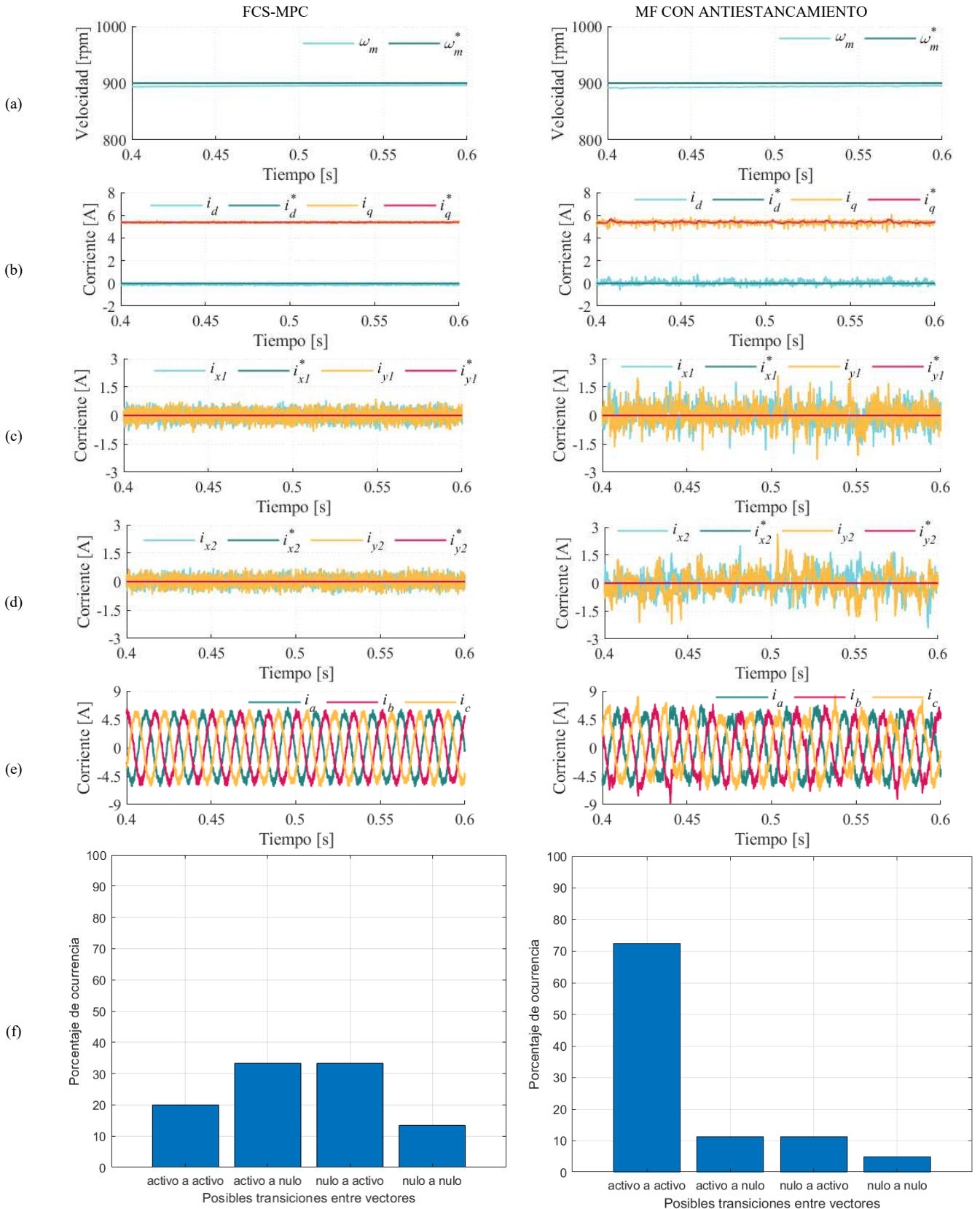
Para concluir la comparación, se realiza el análisis entre el control FCS-MPC y el control libre de modelo (MF) con algoritmo de antiestancamiento a una velocidad de referencia de 900 rpm. En la *Figura 56 (a)*, se observa como ambos controles logran mantener la velocidad en torno a la referencia sin desviaciones significativas, mostrando estabilidad y precisión. Aunque para el MPC el seguimiento es algo mejor, con un error algo más pequeño y menos fluctuaciones en la velocidad. Lo mismo sucede en la *Figura 56 (b)*, donde las corrientes  $d - q$  siguen correctamente la referencia en ambos casos. Sin embargo, el FCS-MPC presenta un perfil más limpio y suave, mientras que el MF con antiestancamiento muestra un ligero rizado, con algunas oscilaciones tanto de las corrientes como de las referencias, que reflejan un control más nervioso debido al aumento del punto de operación

Por otro lado, en las *Figuras 56 (c) y (d)*, las corrientes  $x_1 - y_1$  y  $x_2 - y_2$  presentan diferencias marcadas. En el FCS-MPC, estas corrientes se mantienen próximas a cero con un rizado mínimo. En contraste, el MF con antiestancamiento muestra una amplitud de rizado mayor, lo que implica mayores pérdidas energéticas, aunque de menos importancia que en el punto de operación a baja velocidad.

La *Figura 56 (e)* muestra las corrientes de fase. Ambos esquemas presentan una forma sinusoidal, sin embargo, el MPC lo hace de una manera más definida y regular, mientras que el MF con antiestancamiento presenta más rizado y picos instantáneos. En cuanto a las secuencias de vectores, en la *Figura 56 (f)*, se observa que el FCS-MPC, al aumentar el punto de operación, sí que tiene una mayor actividad las transiciones de “activo a activo”, aunque mantiene la tendencia a emplear el vector nulo para mantener estabilidad, mientras que el MF con antiestancamiento utiliza secuencias activas casi cuatro veces más, lo cual refleja una actualización continua de las LUT y un menor uso del vector nulo.

Finalmente, en la *Figura 56 (g)*, se puede observar como el FCS-MPC aplica principalmente secuencias de vectores a  $20^\circ$  y  $40^\circ$ , que sirven para controlar el sistema reduciendo las pérdidas. Algo parecido sucede con el MF con antiestancamiento, este también emplea las secuencias de vectores a  $20^\circ$  y  $40^\circ$  principalmente para controlar, aunque, como se aplican muchos más vectores activos, se aplican las demás secuencias en vez del nulo para actualizar las LUT.

En resumen, si bien es cierto que el FCS-MPC obtiene un desempeño mejor que el demostrado por el control original propuesto en este trabajo, ha de destacarse que este último carece de toda información sobre la máquina, aun así, logra un aceptable seguimiento de los objetivos de control.



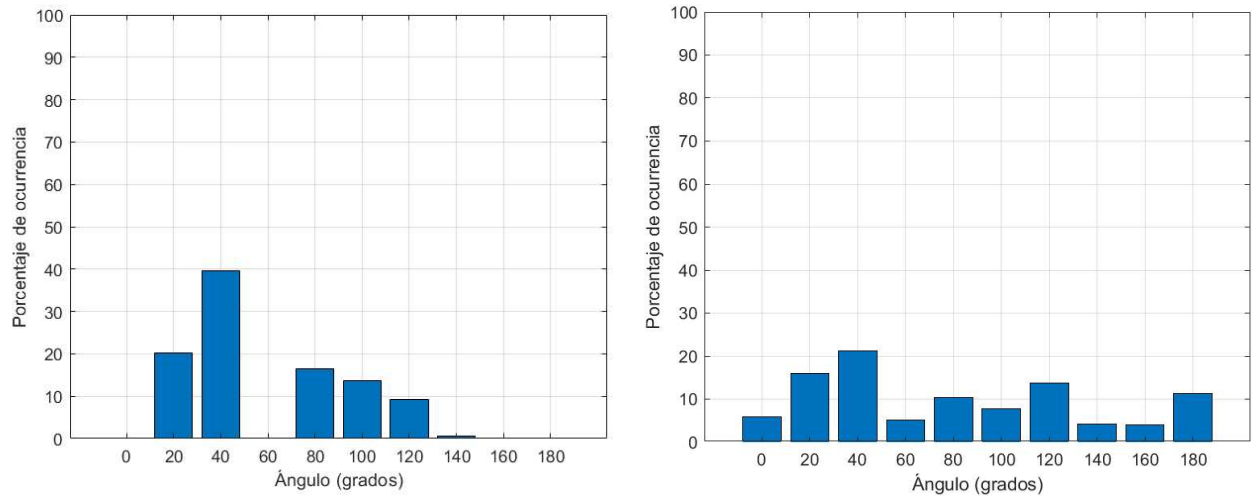


Figura 56: representación con  $\omega_{ref} = 900 \text{ rpm}$  por columnas: izquierda (FCS-MPC), derecha (MF con algoritmo de antiestancamiento), (a) velocidad (b) Corrientes  $d, q$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $abc$  (e) Histograma de los tipos de secuencias (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.



## CAPÍTULO 8: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

### 8.1 CONCLUSIONES

Este Trabajo Final de Máster ha permitido desarrollar y evaluar un esquema de control sin modelo optimizado mediante un algoritmo de antiestancamiento, contrastando sus prestaciones y analizando las distintas secuencias con el control predictivo basado en modelo.

A continuación, se presentan las conclusiones más destacadas:

- **Variantes MPC:**

Pese a que en sistemas hexafásicos está demostrado que esta clase de variantes presenta una serie de mejoras en el control del FCS-MPC [52], no ha sucedido lo mismo en el simulador de la máquina de nueve fases, teniendo tan solo una mejora en los índices de calidad en algunas condiciones de operación concretas.

- **Comparación entre los distintos esquemas de control:**

- FCS-MPC vs MF-LUT sin algoritmo de antiestancamiento

Antes de analizar los resultados obtenidos, el model free tiene una gran ventaja teórica. Sin embargo, se puede concluir que, sin incluir un algoritmo de antiestancamiento, solo se consigue controlar la máquina en bajos puntos de operación, sujeto a muchas pérdidas y baja calidad de las corrientes. En el caso de querer controlar la máquina a velocidades más altas, el control libre de modelo queda descartado, ya que este no es capaz de actualizar las tablas de consulta y se pierde el seguimiento de la velocidad.

- MF-LUT sin algoritmo de antiestancamiento vs MF-LUT con algoritmo de antiestancamiento

En esta comparativa, se puede concluir que el algoritmo diseñado de antiestancamiento es efectivo, ya que no importa el punto de operación al que se trabaje que el control libre de modelo con el algoritmo funciona siguiendo la velocidad de manera precisa.

- FCS-MPC vs MF-LUT con algoritmo de antiestancamiento

La implementación del control MF-LUT con algoritmo de antiestancamiento ha demostrado ser una alternativa sólida frente a esquemas tradicionales como el FCS-MPC a pesar presentar mayor distorsión armónica por su necesidad de aplicar vectores activos con mayor frecuencia. El esquema MF-LUT es capaz de mantener un seguimiento de velocidad estable y preciso, incluso a velocidades elevadas, cumpliendo con los requerimientos sin depender de un modelo matemático exacto de la máquina. Esta independencia del modelado detallado de la máquina ofrece una mayor flexibilidad para aplicaciones industriales, en particular aquellas que requieren adaptarse a diferentes configuraciones sin necesidad de complejos ajustes paramétricos.

- **Contribución a la ingeniería de control:** Este trabajo representa un avance en las técnicas de control para máquinas de nueve fases y contribuye al desarrollo de tecnologías limpias, apoyando la transición energética y la reducción del impacto medioambiental.
- **Efectividad del control sin modelo:** El esquema de control sin modelo ha demostrado tener un control preciso de velocidad, consiguiendo actualizar las tablas de consultas sin sacrificar la estabilidad de la máquina.
- **Validación de los resultados:** Las simulaciones realizadas en "*Matlab-Simulink*" han mostrado que el esquema de control propuesto mantiene la estabilidad y alcanza rápidamente los valores de referencia. Estos resultados validan su efectividad en simulaciones.
- **Aplicaciones potenciales y ventajas para la industria:** El control sin modelo con antiestancamiento ofrece una combinación de simplicidad y flexibilidad que lo hace especialmente adecuado para aplicaciones en las que los sistemas de control predictivo basados en modelo son complejos de implementar. Este esquema es ideal para aplicaciones en motores de vehículos eléctricos, donde su simplicidad y adaptabilidad resultan ideales para optimizar el consumo energético y mejorar la eficiencia en condiciones variables. Este control es también altamente aplicable en sistemas de tracción para trenes, donde la estabilidad y flexibilidad en el manejo de grandes variaciones de carga son esenciales. Además, en líneas de producción automatizadas, su capacidad para adaptarse a cambios rápidos en la demanda y minimizar tiempos de inactividad es especialmente útil,

- **Selección de secuencias:** La selección de secuencias de vectores desempeña un papel crucial en la efectividad del control, especialmente en puntos de operación altos donde los requerimientos de precisión y estabilidad son mayores. En estos casos, se observa cómo, las secuencias que se han clasificado como óptimas, son las más empleadas en ambos controles. Este comportamiento contrasta con el observado en puntos de operación bajos, donde el sistema tiende a emplear predominantemente el vector nulo debido a las menores demandas de control. La implementación de secuencias de vectores activos bien seleccionadas en condiciones exigentes no solo mejora la respuesta dinámica del sistema, sino que también reduce las pérdidas energéticas, aumentando la eficiencia del control.

## 8.2 LÍNEAS FUTURAS

En cuanto a las líneas futuras que se pueden extraer del presente trabajo se pueden distinguir:

- **Ampliación de aplicaciones:** Extender el uso del esquema de control sin modelo a otros tipos de máquinas con un mayor o menor número de fases, motores de reluctancia variable, máquinas síncronas, y sistemas industriales, explorando su potencial en diferentes sectores.
- **Optimización del algoritmo de antiestancamiento:** Desarrollar variantes del algoritmo que optimicen la frecuencia de actualización de las LUT sin afectar la estabilidad del control. Esto podría incluir estrategias de optimización que minimicen el rizado adicional en las corrientes sin sacrificar el desempeño general o mediante la promoción de secuencias consideradas óptimas por el MPC.
- **Desarrollo del algoritmo en otros sistemas de referencia:** Emplear el mismo algoritmo de antiestancamiento en sistemas de referencia con menor tendencia al estancamiento, como sería  $\alpha - \beta$ .
- **Tolerancia al fallo:** Realizar un estudio que permita que este tipo de esquemas de control directo sean tolerantes a fallos brindando una mayor facilidad al consumidor de este tipo de máquinas.
- **Evaluación en entornos reales:** Realizar pruebas exhaustivas en entornos reales para validar y ajustar el esquema de control, asegurando su robustez y fiabilidad en aplicaciones prácticas.
- **Contraste de las variaciones del MPC:** Comprobar el funcionamiento de las variables del MPC en el sistema experimental.



## REFERENCIAS

- [1] «De Estocolmo a Kyoto: Breve historia del cambio climático | Naciones Unidas». Accedido: 23 de abril de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.un.org/es/chronicle/article/de-estocolmo-kyotobreve-historia-del-cambio-climatico>
- [2] «El Acuerdo de París». Accedido: 3 de mayo de 2023. [En línea]. Disponible en: <https://www.miteco.gob.es/es/cambio-climatico/temas/el-proceso-internacional-de-lucha-contra-el-cambio-climatico/naciones-unidas/elmentos-acuerdo-paris.aspx>
- [3] IPCC, "Cambio Climático 2021: Un Resumen para Todo el Mundo," Grupo de Trabajo I, 2021. [En línea]. Disponible en: <https://www.ipcc.ch/report/ar6/wg1/>. [Accedido: 3 de enero de 2024].
- [4] «Pacto Verde Europeo: clave para una UE climáticamente neutra y sostenible | Temas | Parlamento Europeo». Accedido: 23 de abril de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.europarl.europa.eu/topics/es/article/20200618STO81513/pacto-verde-europeo-clave-para-una-ue-climaticamente-neutral-y-sostenible>
- [5] «BOE.es - DOUE-L-2023-81311 Reglamento (UE) 2023/1805 del Parlamento Europeo y del Consejo de 13 de septiembre de 2023 relativo al uso de combustibles renovables y combustibles hipocarbónicos en el transporte marítimo y por el que se modifica la Directiva 2009/16/CE.» Accedido: 28 de mayo de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.boe.es/buscar/doc.php?id=DOUE-L-2023-81311>
- [6] M. Viana *et al.*, «Impact of maritime transport emissions on coastal air quality in Europe», *Atmos Environ*, vol. 90, pp. 96-105, jun. 2014, doi: 10.1016/J.ATMOSENV.2014.03.046.

- [7] «El organismo marítimo de Naciones Unidas adopta una estrategia para combatir el cambio climático en el sector». Accedido: 23 de abril de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.imo.org/es/MediaCentre/PressBriefings/Pages/06GHGinitialstrategy.aspx>
- [8] F. Barrero y M. J. Duran, «Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines - Part i», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n.o 1, pp. 449-458, ene. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2447733.
- [9] M. J. Duran y F. Barrero, «Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines - Part II», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n.o 1, pp. 459-468, ene. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2448211.
- [10] A A. Tenconi, S. Rubino and R. Bojoi, "Model Predictive Control for Multiphase Motor Drives – a Technology Status Review," 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), Niigata, Japan, 2018, pp. 732-739, doi: 10.23919/IPEC.2018.8507960.
- [11] M. Khalilzadeh, S. Vaez-Zadeh, J. Rodriguez, y R. Heydari, «Model-Free Predictive Control of Motor Drives and Power Converters: A Review», *IEEE Access*, vol. 9, pp. 105733-105747, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3098946.
- [12] P. G. Carlet, F. Tinazzi, S. Bolognani, y M. Zigliotto, «An Effective Model-Free Predictive Current Control for Synchronous Reluctance Motor Drives», en *IEEE Transactions on Industry Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., jul. 2019, pp. 3781-3790. doi: 10.1109/TIA.2019.2910494.
- [13] H. Hasegawa *et al.*, «Quantifying the consensus on anthropogenic global warming in the scientific literature You may also like Anodic Oxidation of GaAs in Mixed Solutions of Glycol and Water Quantifying the consensus on anthropogenic global warming in the scientific literature», *Environ. Res. Lett.*, vol. 8, pp. 24024-24031, 2013, doi: 10.1088/1748-9326/8/2/024024.

- [14] «Contaminación por la Industria Naval - Oceana Europe». Accedido: 24 de abril de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://europe.oceana.org/es/contaminacion-por-la-industria-naval-0/>
- [15] J. Lloret, A. Carreño, H. Carić, J. San, y L. E. Fleming, «Environmental and human health impacts of cruise tourism: A review», *Mar Pollut Bull*, vol. 173, dic. 2021, doi: 10.1016/J.MARPOLBUL.2021.112979.
- [16] M. A. Cabrera, \*La contaminación marina y la evolución de su normativa internacional\*, TFM, ICADE Business School, Máster en Negocio y Derecho Marítimo, 2017.
- [17] «Transporte marítimo internacional. | PPT». Accedido: 3 de mayo de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://es.slideshare.net/panings/transporte-maritimo-internacional-40271636>
- [18] «Сайт проекта “Двигатели Дуюнова”». Accedido: 3 de mayo de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://solargroup.pro/es/news/50-000-rublei-russkoe-poddanstvo-i-vostorg-farade-2399>
- [19] C. C. Chan, «An Overview of Electric Vehicle Technology», *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, n.o 9, pp. 1202-1213, 1993, doi: 10.1109/5.237530.
- [20] F. Martín Moreno, *Vehículos Eléctricos. Historia, Estado Actual y Retos Futuros*, *European Scientific Journal*, ed. especial, mayo 2016, pp. 118-131, ISSN: 1857-7881 (Print), e-ISSN: 1857-7431.
- [21] «LA PROPULSIÓN ELÉCTRICA, ORIGENES - Marinos Mercantes». Accedido: 3 de mayo de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.webmar.com/foros/viewtopic.php?t=20474>
- [22] «Hace 112 años, Oliver Parker Fritchle completó un viaje de 2.800 kilómetros con su coche eléctrico | forococheselectricos». Accedido: 18 de mayo de 2023. [En línea]. Disponible en: <https://forococheselectricos.com/2020/09/oliver-parker-fritchle-coche-electrico-1908.html>

- [23] «España alcanza los 150.000 coches eléctricos vendidos; pero suponen sólo el 0,6% del total». Accedido: 5 de mayo de 2024. [En línea]. Disponible en: [https://www.lespanol.com/motor/20231219/espana-alcanza-coches-electricos-vendidos-suponen-solo-total/818168495\\_0.html](https://www.lespanol.com/motor/20231219/espana-alcanza-coches-electricos-vendidos-suponen-solo-total/818168495_0.html)
- [24] «Vehículos eléctricos vs de combustión: ¿Quién gana en autonomía? ACCIONA | Red». Accedido: 29 de octubre de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://red.acciona.es/contenido/equivalencia-autonomia.html>
- [25] «Todo lo que debes saber sobre la carga de vehículos eléctricos | EVBox». Accedido: 18 de mayo de 2023. [En línea]. Disponible en: <https://evbox.com/es-es/guia-coches-electricos>
- [26] «Porsche Taycan 2024 - Características, precios y versiones». Accedido: 6 de mayo de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.diariomotor.com/coche/porsche-taycan/>
- [27] J. A. Sanguesa, V. Torres-Sanz, P. Garrido, F. J. Martínez, y J. M. Marquez-Barja, «A review on electric vehicles: Technologies and challenges», 1 de marzo de 2021, *MDPI*. doi: 10.3390/smartcities4010022.
- [28] «2024 Outlander PHEV Specs, Battery, Torque & More | Mitsubishi Motors». Accedido: 6 de mayo de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.mitsubishicars.com/cars-and-suvs/outlander-phev/specs>
- [29] «2019 BMW i3, i3 REX, i3s & i3s REX: Full Specs». Accedido: 6 de mayo de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://insideevs.com/news/339970/2019-bmw-i3-i3-rex-i3s-amp-i3s-rex-full-specs/>
- [30] «Los 10 mejores coches híbridos para comprar en 2024». Accedido: 6 de mayo de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.autofacil.es/coches-electricos-e-hibridos/mejores-coches-hibridos-comprar/316636.html>

- [31] «El nuevo Audi A8 y su red eléctrica a 48 voltios | Autocasión». Accedido: 6 de mayo de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.autocasion.com/actualidad/pruebas/el-nuevo-audi-a8-y-su-red-electrica-48-voltios>
- [32] J. Fraile Mora, \*Máquinas Eléctricas\*, 6ª ed. Madrid, España: McGraw-Hill/Interamericana de España, S.A.U., 2010.
- [33] «El motor de corriente continua con campo serie y sus pérdidas eléctricas, mecánicas y magnéticas ~ Comprendamos». Accedido: 6 de mayo de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.comprendamos.org/alephzero/61/elmotordecorrie.html>
- [34] M. Zeraoulia, M. E. H. Benbouzid, y D. Diallo, «Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems: A comparative study», *IEEE Trans Veh Technol*, vol. 55, n.o 6, pp. 1756-1764, nov. 2006, doi: 10.1109/TVT.2006.878719.
- [35] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, y S. Williamson, «Multiphase induction motor drives - A technology status review», *IET Electr Power Appl*, vol. 1, n.o 4, pp. 489-516, 2007, doi: 10.1049/iet-epa:20060342.
- [36] M. J. Duran, E. Levi, y F. Barrero, «Multiphase Electric Drives: Introduction», en *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., 2017, pp. 1-26. doi: 10.1002/047134608x.w8364.
- [37] C. Fourie, «Superconducting Electronics», *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, pp. 1-18, dic. 2014, doi: 10.1002/047134608X.W3171.PUB2.
- [38] A. Fleitas *et al.*, «Winding Design and Efficiency Analysis of a Nine-Phase Induction Machine from a Three-Phase Induction Machine», *Machines* 2022, Vol. 10, Page 1124, vol. 10, n.o 12, p. 1124, nov. 2022, doi: 10.3390/MACHINES10121124.

- [39] «Exploring the Pros and Cons of Silicon Carbide (SiC) FETs: A New MOSFET from Cree - Technical Articles». Accedido: 20 de agosto de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/pros-cons-silicon-carbide-sic-fets-c3m0075120K-MOSFET-Cree/>
- [40] F. Gómez Bustos, *Modelado y Control de un Accionamiento Eléctrico Nonafásico*, TFG, Escuela de Ingenierías Industriales, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Málaga, septiembre de 2023.
- [41] Y. Zhao y T. A. Lipo, «Space Vector PWM Control of Dual Three-Phase Induction Machine Using Vector Space Decomposition», *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 31, n.o 5, pp. 1100-1109, 1995, doi: 10.1109/28.464525.
- [42] J. Montenegro Navarro, \*Control Predictivo con Memoria Aplicado a Sistemas Eléctricos Multifásicos\*, TFG, Escuela de Ingenierías Industriales, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Málaga, septiembre de 2022.
- [43] Á. González Prieto, I. González Prieto, M. J. Durán Martínez, y J. J. Aciego Gallardo, *Accionamientos Eléctricos: Fundamentos, Control y Aplicaciones*, 6ª ed. Madrid, España: Ediciones Paraninfo, 2022, ISBN: 9788413665207.
- [44] P. G. Entrambasaguas, I. Zoric, I. Gonzalez-Prieto, M. J. Duran, y E. Levi, «Direct Torque and Predictive Control Strategies in Nine-phase Electric Drives Using Virtual Voltage Vectors», 2015.
- [45] R. Lara López, *Influencia de la frecuencia de control en accionamientos eléctricos nonafásicos ultraeficientes*, TFG, Escuela de Ingenierías Industriales, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Málaga, 18 de junio de 2024.
- [46] C. K. Lin, T. H. Liu, J. Te Yu, L. C. Fu, y C. F. Hsiao, «Model-free predictive current control for interior permanent-magnet synchronous motor drives based on current difference detection technique», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n.o 2, pp. 667-681, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2253065.

- [47] F. Tinazzi, P. G. Carlet, S. Bolognani, y M. Zigliotto, «Motor Parameter-Free Predictive Current Control of Synchronous Motors by Recursive Least-Square Self-Commissioning Model», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, n.o 11, pp. 9093-9100, nov. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2956407.
- [48] X. Yuan, S. Zhang, y C. Zhang, «Improved Model Predictive Current Control for SPMSM Drives with Parameter Mismatch», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, n.o 2, pp. 852-862, feb. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2901648.
- [49] W. Huang, Y. Huang, y D. Xu, «Model-Free Predictive Current Control of Five-Phase PMSM Drives», *Electronics (Switzerland)*, vol. 12, n.o 23, dic. 2023, doi: 10.3390/electronics12234848.
- [50] S. Borreggine, V. G. Monopoli, G. Rizzello, D. Naso, F. Cupertino, y R. Consoletti, «A review on model predictive control and its applications in power electronics», en *2019 AEIT International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive, AEIT AUTOMOTIVE 2019*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., jul. 2019. doi: 10.23919/EETA.2019.8804594.
- [51] M. Preindl y S. Bolognani, «Comparison of direct and PWM model predictive control for power electronic and drive systems», *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, pp. 2526-2533, 2013, doi: 10.1109/APEC.2013.6520651.
- [52] J. Carrillo-Ríos *et al.*, "Reevaluating the Role of Single-Vector FCS-MPC for Multiphase Electric Drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, doi: 10.1109/TPEL.2024.3490179. keywords: {Switches;Standards;Vectors;Voltage control;Stator windings;Control systems;Topology;Switching frequency;Vehicle dynamics;Predictive control;Finite-control-set model predictive control;multiphase electric drives;switching patterns},





## ÍNDICE DE TABLAS.

Tabla 1: Posibles secuencias de control .....	72
Tabla 2: Porcentaje de producción de las diferentes secuencias. ....	77
Tabla 3: Tabla de parámetros .....	88
Tabla 4: Índices de calidad del FCS-MPC y variantes. ....	98



## ÍNDICE DE FIGURAS.

Figura 1: Tamaño de los buques Fuente: Transporte marítimo internacional [17] .....	20
Figura 2: Ventas de coches eléctricos nuevos en España entre los años 2015 y 2023. Fuente:[23] .....	22
Figura 3: Porsche Taycan Fuente:[26] .....	25
Figura 4: Mitsubishi Outlander PHEV Fuente:[28] .....	26
Figura 5: BMW i3 Fuente:[29].....	26
Figura 6: Toyota Yaris Hibrid Fuente: [30].....	27
Figura 7: Base Audi A8 48V mild-hybrid Fuente:[31] .....	27
Figura 8: Topologías de los distintos tipos de vehículos eléctricos. (a) Vehículo eléctrico de batería. (b) Vehículo de rango extendido. (c) Vehículo híbrido enchufable. (d) Vehículo eléctrico híbrido. (e) Vehículo mild-hybrid. Fuente: Elaboración propia. ....	28
Figura 9: Despiece de in motor de corriente continua Fuente:[33] .....	32
Figura 10: Configuración de las bobinas: (a) Simétrica; (b) Asimétrica; (c) Coincidentes. Fuente: [37] .....	35
Figura 11: Topología de los convertidores de la máquina nonafásica Fuente:[40].....	37
Figura 12: Sistema de referencia trifásico $abc$ . Fuente:[42] .....	41
Figura 13: Sistema de referencia estacionario $\alpha$ - $\beta$ Fuente:[42].....	42
Figura 14: Sistema de referencia síncrono $d - q$ . Fuente:[42] .....	43
Figura 15: (a) Circuito equivalente $d$ (b) Circuito equivalente $q$ Fuente:[40] .....	48
Figura 16: Circuito equivalente de la componente $q$ de una máquina síncrona de imanes permanentes Fuente:[40] .....	49
Figura 17: Vectores de tensión en el subespacio $\alpha - \beta$ Fuente:[45] .....	53
Figura 18: Vectores de tensión largos en el plano $\alpha - \beta$ . Fuente:[45].....	53
Figura 19: Vectores de tensión en el subespacio (a) $x_1 - y_1$ (b) $x_2 - y_2$ Fuente:[45]	54

Figura 20: Esquema de control de un MPC. Fuente:[43] .....	57
Figura 21: Diagrama de flujo del esquema de control MPC de un accionamiento de tres fases. Fuente:[43] .....	59
Figura 22: Estados de tensión de un sistema trifásico. Fuente: Elaboración propia. ....	63
Figura 23: Gráfico del índice $d - q$ .....	68
Figura 24: Tensiones en el subespacio $\alpha - \beta$ (columna izquierda), tensiones en el subespacio $x1 - y1$ (columna central), tensiones en el subespacio $x2 - y2$ (columna derecha). De arriba abajo (a) secuencia de vectores a $0^\circ$ , (b) secuencia de vectores a $20^\circ$ , (c) secuencia de vectores a $40^\circ$ , (d) secuencia de vectores a $60^\circ$ , (e) secuencia de vectores a $80^\circ$ , (f) secuencia de vectores a $100^\circ$ , (g) secuencia de vectores a $120^\circ$ , (h) secuencia de vectores a $140^\circ$ , (i) secuencia de vectores a $160^\circ$ , (k) secuencia de vectores a $180^\circ$ . ....	76
Figura 25: Bloque del modelo de la máquina.....	80
Figura 26: Bloques de las transformadas de Clarke y Park directas e inversas.....	81
Figura 27: Bloque del modelo en d-q. ....	82
Figura 28: Modelo en Simulink de los circuitos equivalentes a) componente $d$ b) componente $q$ c) componente $x1$ d) componente $y1$ e) componente $x2$ f) componente $y2$ .....	83
Figura 29: Bloque de ecuaciones mecánicas .....	83
Figura 30: Bloque del esquema de control directo .....	84
Figura 31: Controlador de velocidad Fuente: Elaboración propia .....	85
Figura 32: LUT de las variaciones de intensidad de cada vector. ....	86
Figura 33: Bloque del convertidor.....	86
Figura 34: Simulador completo .....	87
Figura 35: Representación FCS-MPC a $\omega_{ref} = 100 \text{ rpm}$ columna izquierda:(a) Velocidad $\omega$ (b) Corrientes $abc$ (c) Corrientes $def$ (d) Corrientes $ghi$ (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes $d, q$ (b) Corrientes $\alpha, \beta$ (c) Corrientes $x1, y1$ (d) Corrientes $x2, y2$ (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas. ....	91

Figura 36: Representación FCS-MPC a  $\omega_{ref} = 500 \text{ rpm}$  columna izquierda:(a) Velocidad  $\omega$  (b) Corrientes  $abc$  (c) Corrientes  $def$  (d) Corrientes  $ghi$  (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes  $d, q$  (b) Corrientes  $\alpha, \beta$  (c) Corrientes  $x1, y1$  (d) Corrientes  $x2, y2$  (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas. .... 94

Figura 37: Representación FCS-MPC a  $\omega_{ref} = 900 \text{ rpm}$ . Columna izquierda:(a) Velocidad  $\omega$  (b) Corrientes  $abc$  (c) Corrientes  $def$  (d) Corrientes  $ghi$  (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes  $d, q$  (b) Corrientes  $\alpha, \beta$  (c) Corrientes  $x1, y1$  (d) Corrientes  $x2, y2$  (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas. .... 96

Figura 38: Por columnas: izquierda FCS-MPC, media MUS-2, derecha favoreciendo las secuencias de  $0, 20, 40^\circ$ . (a) Secuencias que involucran al vector nulo con  $\omega_{ref} = 100 \text{ rpm}$ , (b) Secuencias activas con  $\omega_{ref} = 100 \text{ rpm}$ , (c) Secuencias que involucran al vector nulo con  $\omega_{ref} = 500 \text{ rpm}$ , (d) Secuencias activas con  $\omega_{ref} = 500 \text{ rpm}$ , (e) Secuencias que involucran al vector nulo con  $\omega_{ref} = 900 \text{ rpm}$ , (f) Secuencias activas con  $\omega_{ref} = 900 \text{ rpm}$ . .... 100

Figura 39: Representación del MF a  $\omega_{ref} = 100 \text{ rpm}$ . Columna izquierda:(a) Velocidad  $\omega$  (b) Corrientes  $abc$  (c) Corrientes  $def$  (d) Corrientes  $ghi$  (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes  $d, q$  (b) Corrientes  $\alpha, \beta$  (c) Corrientes  $x1, y1$  (d) Corrientes  $x2, y2$  (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.. 103

Figura 40: Representación del MF a  $\omega_{ref} = 500 \text{ rpm}$ . Columna izquierda:(a) Velocidad  $\omega$  (b) Corrientes  $abc$  (c) Corrientes  $def$  (d) Corrientes  $ghi$  (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes  $d, q$  (b) Corrientes  $\alpha, \beta$  (c) Corrientes  $x1, y1$  (d) Corrientes  $x2, y2$  (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.. 105

Figura 41: Representación del MF a  $\omega_{ref} = 900 \text{ rpm}$ . Columna izquierda:(a) Velocidad  $\omega$  (b) Corrientes  $abc$  (c) Corrientes  $def$  (d) Corrientes  $ghi$  (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes  $d, q$  (b) Corrientes  $\alpha, \beta$  (c) Corrientes  $x1, y1$  (d) Corrientes  $x2, y2$  (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.. 108

Figura 42: (a) Seguimiento de la velocidad sin algoritmo de antiestancamiento, (b) Máximo tiempo sin aplicar un vector. .... 109

Figura 43:Zoom (a) Seguimiento de la velocidad sin algoritmo de antiestancamiento, .....	110
Figura 44:Tiempo de aplicación de los 19 vectores .....	111
Figura 45: Tiempo que llevaba sin aplicarse y error cuadrático medio asociado al vector aplicado.....	112
Figura 46: Pérdida de la velocidad junto con el error cuadrático medio .....	113
Figura 47: Representación del MF con algoritmo de antiestancamiento a $\omega_{ref} = 100 \text{ rpm}$ . Columna izquierda:(a) Velocidad $\omega$ (b) Corrientes $abc$ (c) Corrientes $def$ (d) Corrientes $ghi$ (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes $d, q$ (b) Corrientes $\alpha, \beta$ (c) Corrientes $x1, y1$ (d) Corrientes $x2, y2$ (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.....	116
Figura 48: Representación del MF con algoritmo de antiestancamiento a $\omega_{ref} = 500 \text{ rpm}$ . Columna izquierda:(a) Velocidad $\omega$ (b) Corrientes $abc$ (c) Corrientes $def$ (d) Corrientes $ghi$ (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes $d, q$ (b) Corrientes $\alpha, \beta$ (c) Corrientes $x1, y1$ (d) Corrientes $x2, y2$ (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.....	119
Figura 49: Representación del MF con algoritmo de antiestancamiento a $\omega_{ref} = 900 \text{ rpm}$ . Columna izquierda:(a) Velocidad $\omega$ (b) Corrientes $abc$ (c) Corrientes $def$ (d) Corrientes $ghi$ (e) Histograma de los tipos de secuencias. Columna derecha: (a) Corrientes $d, q$ (b) Corrientes $\alpha, \beta$ (c) Corrientes $x1, y1$ (d) Corrientes $x2, y2$ (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas.....	122
Figura 50: representación con $\omega_{ref} = 100 \text{ rpm}$ por columnas: izquierda (FCS-MPC), derecha (MF), (a) velocidad (b) Corrientes $d, q$ (c) Corrientes $x1, y1$ (d) Corrientes $abc$ (e) Histograma de los tipos de secuencias (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas. ....	125
Figura 51: representación con $\omega_{ref} = 900 \text{ rpm}$ por columnas: izquierda (FCS-MPC), derecha (MF), (a) velocidad (b) Corrientes $d, q$ (c) Corrientes $x1, y1$ (d) Corrientes $abc$ (e) Histograma de los tipos de secuencias (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas. ....	127

Figura 52: Comparativa control sin antiestancamiento (columna izquierda), control con antiestancamiento (columna derecha) ..... 129

Figura 53: representación con  $\omega_{ref} = 100 \text{ rpm}$  por columnas: izquierda (MF), derecha (MF con antiestancamiento), (a) velocidad (b) Corrientes  $d, q$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $abc$  (e) Histograma de los tipos de secuencias (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas..... 132

Figura 54: representación con  $\omega_{ref} = 900 \text{ rpm}$  por columnas: izquierda (MF), derecha (MF con antiestancamiento), (a) velocidad (b) Corrientes  $d, q$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $abc$  (e) Histograma de los tipos de secuencias (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas..... 135

Figura 55: representación con  $\omega_{ref} = 100 \text{ rpm}$  por columnas: izquierda (FCS-MPC), derecha (MF con algoritmo de antiestancamiento), (a) velocidad (b) Corrientes  $d, q$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $abc$  (e) Histograma de los tipos de secuencias (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas..... 138

Figura 56: representación con  $\omega_{ref} = 900 \text{ rpm}$  por columnas: izquierda (FCS-MPC), derecha (MF con algoritmo de antiestancamiento), (a) velocidad (b) Corrientes  $d, q$  (c) Corrientes  $x_1, y_1$  (d) Corrientes  $abc$  (e) Histograma de los tipos de secuencias (e) Histograma de aplicación de las secuencias activas..... 141