

Tolerancia al Fallo en Control Directo de Par con Vectores Virtuales de Tensión

P. García Entrambasaguas^a, I. González-Prieto^{a,*}, M.J. Durán^a, M. Bermúdez^b, F. Barrero^b

^a Departamento de Ingeniería Eléctrica, Escuela de Ingenierías Industriales de Málaga, C/ Doctor Ortiz Ramos s/n, 29071, Málaga, España.

^b Departamento de Ingeniería Electrónica, Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla, Camino de los Descubrimientos s/n, 41092, Sevilla, España.

Resumen

La fiabilidad es considerada una característica fundamental en algunos accionamientos eléctricos de velocidad variable. Es por ello que los sistemas multifásicos, que presentan una mayor tolerancia al fallo que los sistemas trifásicos convencionales, resultan una alternativa interesante para este tipo de aplicaciones. Esta mayor tolerancia al fallo es debida a su mayor número de grados de libertad, lo que se traduce en un aumento de su fiabilidad. En este artículo se presenta la aplicación de un control directo de par basado en vectores virtuales de tensión para una máquina de inducción de seis fases, considerando un fallo de fase abierta. La introducción de estos vectores virtuales permite reducir las pérdidas en el cobre debido a la reducción de las componentes x - y de corriente propias de los sistemas multifásicos. La implementación de la estrategia de control propuesta va a permitir tanto un incremento de la fiabilidad del accionamiento eléctrico como la disminución de las pérdidas debidas a las citadas componentes x - y . La bondad del método propuesto ha sido validada mediante resultados experimentales.

Palabras Clave:

Convertidores y accionamientos eléctricos, Motores eléctricos, Ingeniería del control, Tolerancia al fallo.

Fault Tolerance in Direct Torque Control with Virtual Voltage Vectors

Abstract

Reliability is considered a fundamental requirement of some variable-speed electric drives. Therefore, multiphase systems, which introduce a higher fault tolerance than conventional three-phase ones, turn out to be an interesting alternative for these applications. This high fault-tolerant capability is obtained thanks to the higher number of freedom degrees. This paper presents a direct torque control strategy based on virtual voltage vectors when an open phase fault appears in a six-phase induction machine. These virtual voltage vectors reduce the copper losses due to x - y current components. Experimental tests have been provided to validate the control strategy.

Keywords:

Direct torque control, Virtual vectors, Multiphase induction machine, Fault.

1. Introducción

La fiabilidad de un sistema se puede definir como la probabilidad de que el mismo proporcione un correcto funcionamiento ante unas condiciones preestablecidas y durante un periodo de tiempo determinado. Una alta fiabilidad del sistema se transforma en vital en aquellas aplicaciones donde la seguridad es fundamental, en las que sistemas de control tolerantes a fallos son necesarios (Benatmane, McCoy, 1998; Ferreira, Bucknall, 2004; Hodge, Williamson, Smith, 2002; Lu, Corzine, 2005).

Este es el caso de los sistemas eléctricos multifásicos (sistemas constituidos por más de tres fases), que se posicionan como una alternativa real frente a los sistemas trifásicos convencionales debido a las ventajas que estos presentan (Barrero, Durán, 2016; Durán, Barrero, 2016; Levi, 2016). Entre éstas cabe destacar su redundancia inherente, lo que les permite un cierto grado de

tolerancia ante una falta sin necesidad de emplear ningún tipo hardware adicional (Alcharea *et al.*, 2009; Alcharea *et al.*, 2008; Asadzadeh, Dastfan, Darabi, 2017; Belgacem, Salem, Abdelkrim, 2015; Bermúdez *et al.*, 2017; Bermúdez *et al.*, 2016; Che *et al.*, 2013; Durán, Barrero, 2016; Freire, Marques Cardoso, 2013; González-Prieto *et al.*, 2017b; González-Prieto, Durán, Barrero, 2016; González-Prieto *et al.*, 2016; González-Prieto *et al.*, 2015; González-Prieto *et al.*, 2014; González-Prieto *et al.*, 2013; Guzmán *et al.*, 2015; Guzmán *et al.*, 2013; Guzmán, Durán, Barrero, 2012; Hoang, Zhu, Foster, 2013; Jiang *et al.*, 2016; Kianinezhad *et al.*, 2008; Lu, Corzine, 2005; Lu *et al.*, 2017; Lu *et al.*, 2016; Munim *et al.*, 2016; Ríos-García *et al.*, 2017; Riveros, 2016; Simoes, Vieira, 2002; Sudhoff *et al.*, 1997; Tani *et al.*, 2011; Wang *et al.*, 2016; Wang *et al.*, 2017; Xu *et al.*, 2017; Zhou, Lin,

*Autor para la correspondencia: ignaciop87@gmail.com

Cheng, 2015), una mejor distribución de la potencia por fase, una disminución en el rizado del par y un mayor aprovechamiento de la tensión dc-link entre otras. La mayor tolerancia al fallo proporcionada por los sistemas multifásicos se traduce en un aumento de su fiabilidad que, como anteriormente se expuso, resulta una condición altamente necesaria en aquellos sistemas que requieren una gran seguridad, como es el caso de los vehículos eléctricos o de las aplicaciones aeronáuticas y navales (McCoy, Benatmane, 1998; Simoes, Vieira, 2002; Smith, 2002; Sudhoff *et al.*, 1997; Terrien, Siala, Noy, 2004). Este aumento de la fiabilidad también puede suponer una ventaja desde el punto de vista económico, como es el caso de los parques eólicos *offshore* (Che *et al.*, 2014b; Gamesa Technological Corporation, 2016; Yamasu *et al.*, 2017), donde las tareas de mantenimiento correctivo no son siempre posibles.

Para mantener el correcto funcionamiento de un accionamiento eléctrico en situación post-falta, es necesario llevar a cabo algunas medidas de actuación como son la detección de la falta, el aislamiento de la misma y la reconfiguración del control (González-Prieto *et al.*, 2017). Debido a la importancia que han ganado los sistemas multifásicos en los últimos años, el número de aportaciones a la literatura en las que se presentan estrategias de control para máquinas multifásicas en condiciones de fallo ha aumentado considerablemente. Las más estudiadas son las dedicadas a la reconfiguración del control, donde resaltan las basadas en la aplicación de un control vectorial de campo orientado (Che *et al.*, 2013; González-Prieto *et al.*, 2017; González-Prieto, Durán, Barrero, 2016; González-Prieto *et al.*, 2016; González-Prieto *et al.*, 2015; González-Prieto *et al.*, 2014; Kianinezhad *et al.*, 2008; Munim *et al.*, 2016; Rolak, Malinowski, 2015), el control predictivo basado en modelos (Asadzadeh, Dastfán, Darabi, 2017; González-Prieto *et al.*, 2017; Guzmán *et al.*, 2015; Guzmán *et al.*, 2013; Lu *et al.*, 2017; Lu *et al.*, 2016) y el control directo de par (DTC por sus siglas en inglés) (Alcharea *et al.*, 2009; Alcharea *et al.*, 2008; Belgacem, Salem, Abdelkrim, 2015; Bermúdez *et al.*, 2017; Bermúdez *et al.*, 2016; Jiang *et al.*, 2016; Kianinezhad *et al.*, 2008; Wang *et al.*, 2016; Wang *et al.*, 2017; Zhou, Lin, Cheng, 2015). Más recientemente, el concepto denominado “vectores virtuales de tensión”, introducido en (Gao, Fletcher, Zheng, 2011; Zheng *et al.*, 2011), es empleado para mejorar el control post-falta de una máquina de inducción de cinco fases en (Bermúdez *et al.*, 2017; Bermúdez *et al.*, 2016), donde se estudian las prestaciones de un controlador de tipo DTC basado en vectores virtuales en situación de fallo debido a una fase abierta. Tal y como se muestra en (González-Prieto *et al.*, 2017a), la aplicación de los vectores virtuales de tensión limita las corrientes secundarias x - y que aparecen en los sistemas multifásicos cuando un único estado de conmutación es aplicado en cada periodo de muestreo. Si bien la situación de falta por apertura de fase genera una nueva relación de dependencia que impide la cancelación total de las componentes de corriente x - y , no existe ninguna limitación técnica que impida la aplicación de vectores virtuales de tensión. Parece, por tanto, oportuno extender el análisis de la aplicación de los vectores virtuales de tensión conjuntamente con un control directo de par en situación de fallo.

En este artículo se presenta un controlador directo de par para una máquina de inducción de seis fases basado en vectores virtuales, considerando un fallo debido a una fase abierta. La estrategia de control propuesta requiere la definición de los vectores virtuales de tensión empleados, y de la tabla de selección empleada por el controlador. El artículo se ha estructurado de la siguiente manera. En la Sección 2 se describen tanto la topología del sistema a estudiar como el modelo de la máquina de inducción, constituida por dos conjuntos de devanados trifásicos en situación

de falta en una de sus fases. La Sección 3 presenta la herramienta de control directo de par basada en vectores virtuales de tensión para un funcionamiento en situación post-falta. En la Sección 4 se demuestra la validez del modelo mediante resultados experimentales. Por último, en la Sección 5 se recogen las conclusiones principales obtenidas.

2. Descripción del sistema multifásico en situación post-falta

2.1. Topología

El sistema multifásico objeto de estudio está formado por una máquina de inducción (IM por sus siglas en inglés) con dos devanados trifásicos espaciados 30° entre sí y cuyos neutros se encuentran aislados. Cada conjunto de devanados trifásicos es alimentado por un convertidor trifásico de tensión (VSC por sus siglas en inglés) de dos niveles, conectados a un único dc-link (ver Figura 1).

Aunque son varios los tipos de falta que pueden ocurrir en los accionamientos eléctricos, la más común es la debida al fallo en uno de los semiconductores del convertidor (Cao *et al.*, 2012). Es en este tipo de fallo en el que se centra nuestro trabajo, en el que supondremos que la fase abierta es a_1 . El procedimiento de gestión del sistema más habitual cuando la falta aparece es aislarla mediante la desconexión de la fase dañada. En el caso analizado y tras aparecer el fallo, los posibles estados de conmutación del convertidor de potencia se reducen de $2^6=64$ a $2^5=32$; hecho que se deduce de la disminución del tamaño del vector de estados de conmutación, del que desaparece la fase en fallo: $[S]=[S_{b1} S_{c1} S_{a2} S_{b2} S_{c2}]$. Las diferentes componentes del vector de estados de conmutación hacen referencia al estado del interruptor superior de cada una de las fases. Por ejemplo, si $S_i=0$, indica que el interruptor en cuestión se encuentra abierto, mientras que si $S_i=1$, se indica que está cerrado y que permite la circulación de corriente.

2.2. Modelo de la máquina

El funcionamiento de una máquina de inducción se puede definir con un conjunto de ecuaciones diferenciales expresadas tradicionalmente en variables de fase. Sin embargo, este conjunto de ecuaciones suele ser expresado en otros sistemas de referencias que presentan importantes ventajas frente al sistema estacionario convencional. Este es el caso de la descomposición de espacios vectoriales (VSD por sus siglas en inglés) (Zhao, Lipo, 1995), donde el sistema original para una máquina de seis fases se transforma en dos subespacios α - β y x - y , ortogonales entre sí, más dos componentes de secuencia cero (que no se excitan porque se utiliza una configuración de dos neutros aislados). De este modo, las ecuaciones que modelan el accionamiento en el sistema de referencia VSD son:

$$\begin{aligned} v_{\alpha s} &= \left(R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) i_{\alpha s} + 3L_m \frac{d}{dt} i_{\alpha r} \\ v_{\beta s} &= \left(R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) i_{\beta s} + 3L_m \frac{d}{dt} i_{\beta r} \\ v_{x s} &= \left(R_s + L_{ls} \frac{d}{dt} \right) i_{x s} \\ v_{y s} &= \left(R_s + L_{ls} \frac{d}{dt} \right) i_{y s} \\ 0 &= \left(R_r + L_r \frac{d}{dt} \right) i_{\alpha r} + 3L_m \frac{d}{dt} i_{\alpha s} + \omega_r L_r i_{\beta r} + \omega_r 3L_m i_{\beta s} \\ 0 &= \left(R_r + L_r \frac{d}{dt} \right) i_{\beta r} + 3L_m \frac{d}{dt} i_{\beta s} - \omega_r L_r i_{\alpha r} - \omega_r 3L_m i_{\alpha s} \end{aligned} \quad (1)$$

$$T_e = p \cdot M \cdot (i_{\beta s} \cdot i_{\alpha r} - i_{\alpha s} \cdot i_{\beta r})$$

donde $L_s=L_{ls}+3 \cdot L_m$ y $L_r=L_{lr}+3 \cdot L_m$ son las inductancias del estator y del rotor, respectivamente, y ω_r es la velocidad eléctrica del rotor ($\omega_r=p \cdot \omega_m$, siendo p el número de pares de polos de la máquina y ω_m la velocidad mecánica). Los subíndices l y m hacen referencia a las inductancias de fuga y de magnetización, respectivamente.

En cuanto al cálculo del flujo del estator (λ_s) en el nuevo sistema de referencia VSD, éste se realiza mediante el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\begin{aligned} \lambda_{\alpha s} &= L_s \cdot i_{\alpha s} + 3 \cdot L_m \cdot i_{\alpha r} \\ \lambda_{\beta s} &= L_s \cdot i_{\beta s} + 3 \cdot L_m \cdot i_{\beta r} \\ \lambda_{x s} &= L_{ls} \cdot i_{x s} \\ \lambda_{y s} &= L_{ls} \cdot i_{y s} \end{aligned} \tag{2}$$

Una característica importante de estos dos conjuntos de ecuaciones (1)-(2) es que siguen siendo válidos para expresar el comportamiento de la máquina aunque una falta de fase abierta se produzca en el sistema. Sin embargo, unas nuevas restricciones de tensión y corriente aparecen en el mismo debido a esta falta. Estas restricciones sí implican una serie de modificaciones en el proceso de transformación de los sistemas de referencia. En el caso de que una falta de fase abierta se produzca en la fase a_1 , las siguientes restricciones aparecerán en el sistema:

$$\begin{aligned} i_{a1} = 0 &= i_{\alpha s} + i_{x s} \rightarrow i_{\alpha s} = -i_{x s} \\ v_{a1} = \text{BackEmf}_{a1} &= -(v_{b1} + v_{c1}) \end{aligned} \tag{3}$$

La primera modificación necesaria se introduce en el cálculo de las tensiones de fase a partir de los estados de conmutación, resultando necesario añadir en dicha transformación el término correspondiente a la fuerza contra-electromotriz debido a la falta (Guzmán et al., 2013). Para el caso de una máquina de seis fases con una falta de fase abierta en la fase a_1 y siguiendo el planteamiento de (Guzmán et al., 2013), se obtiene que la fuerza contra-electromotriz es igual a:

$$\text{BackEmf}_{a1} = \frac{d}{dt} (3L_m \cdot i_{\alpha s} + 3L_m \cdot i_{\alpha r}) \tag{4}$$

Esta fuerza contra-electromotriz se introduce en el cálculo de las tensiones de fase a partir de los estados de conmutación tal y como se muestra en la ecuación:

$$\begin{bmatrix} v_{b1} \\ v_{c1} \\ v_{a2} \\ v_{b2} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1/2 & -1/2 & 0 & 0 & 0 \\ -1/2 & 1/2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 0 & -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ 0 & 0 & -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \cdot [S]^T \tag{5}$$

$$-\frac{3L_m \cdot \left(\frac{di_{\alpha s}}{dt} + \frac{di_{\alpha r}}{dt} \right)}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La siguiente modificación necesaria aparece en la matriz de transformación de Clarke. Esta matriz, que permite expresar las variables de fase en el sistema de referencia $\alpha-\beta$ y $x-y$, debe ser retocada en función de la fase en falta. Para el caso del fallo de fase abierta de este trabajo (fase a_1) la matriz de transformación de Clarke queda expresada de la siguiente forma:

$$[T] = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} -1/2 - 1 & -1/2 - 1 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/2 & 1/2 & -1 \\ -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 1/2 & 1/2 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{6}$$

$$[\alpha \ \beta \ y \ z^+ \ z^-]^T = [T] \cdot [b_1 \ c_1 \ a_2 \ b_2 \ c_2]^T$$

Por último, y no por ello menos importante, la ocurrencia de la falta se traduce también en una reducción de los estados de conmutación posibles tal y como se expuso en el apartado anterior, pasando de 64 a 32 vectores de tensión. Teniendo en cuenta la reducción de los estados de conmutación, así como las modificaciones introducidas en su proceso de transformación, se obtienen nuevas proyecciones de los estados de conmutación en los subespacios $\alpha-\beta$ y $x-y$, que se describen gráficamente en la Figura 2.

3. Control directo de par y vectores virtuales en post-falta

La estrategia de control que se presenta en este trabajo se basa en el control directo de par, propuesto como alternativa al control vectorial o control de campo orientado (Depenbrock, 1988; Takahashi, Noguchi, 1986). Esta estrategia permite regular la velocidad de las máquinas eléctricas (Aranz, García, Miguel, 2016) mediante el control del par electromagnético y del flujo de la máquina. La regulación de estas variables de control se realiza de manera independiente mediante la selección adecuada de los estados de conmutación del convertidor, haciendo uso de un comparador de histéresis para cada una de dichas variables, tal y como se muestra en la Figura 3.

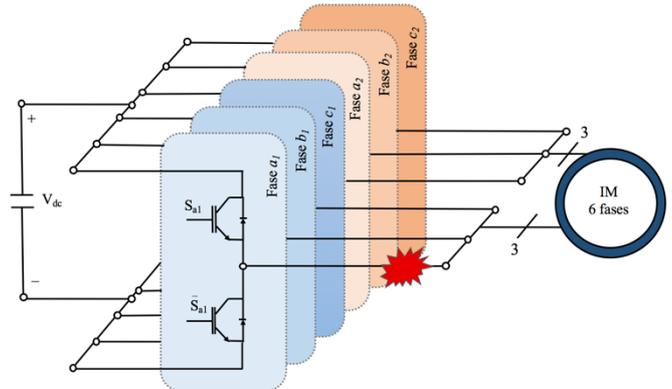


Figura 1: Esquema de la máquina de inducción de seis fases ante una falta en la fase a_1 .

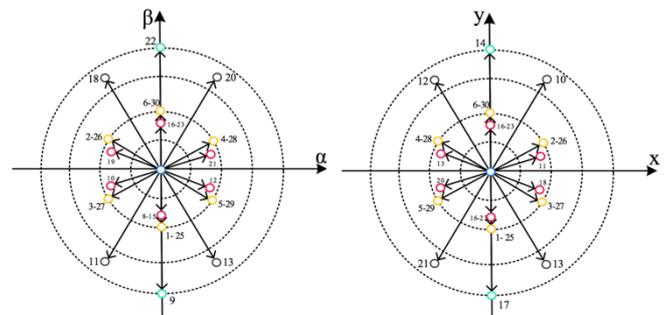


Figura 2: Vectores de tensión en los subespacios $\alpha-\beta$ y $x-y$ para un VSC de seis fases considerando una situación de fallo por fase abierta.

virtuales seleccionados priman la producción y/o minimización de flujo frente al par. Además, en ambas opciones debe considerarse que las magnitudes de los VVs no son iguales, por lo que en cada caso podrá aplicarse mayor o menor tensión independientemente de que se favorezca más a la producción y/o minimización de par o de flujo. Por este motivo ambos casos serán objeto de estudio. De este modo se podrá analizar tanto la robustez del método como la respuesta y prestaciones del sistema ante un cambio en el criterio de selección de VVs.

Es importante reseñar que debido a que las variables de control no se pueden medir directamente, es preciso hacer uso de un observador que, a través de las variables medibles de la máquina como son las corrientes de fase y la velocidad, permita estimar los valores de par y de flujo (Durán *et al.*, 2012). Haciendo uso de la técnica de discretización aplicada a las ecuaciones del modelo de la máquina (1), se plantea el siguiente sistema matricial en variables VSD descrito en (8):

$$\begin{aligned} \dot{x} &= [A] \cdot [x] + [B] \cdot [u] \\ y &= [C] \cdot [x] \end{aligned} \quad (8)$$

Las matrices $[A]$, $[B]$ y $[C]$ están constituidas por coeficientes que dependen de los parámetros de la máquina (Martín *et al.*, 2016) y definen la dinámica de esta. Para el cálculo de dichas matrices en su forma discreta se ha hecho uso del teorema de Cayley-Hamilton. En cuanto a las variables de estado, éstas quedan definidas por (9):

$$\begin{aligned} [x] &= [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad i_{x s} \quad i_{y s} \quad \lambda_{\alpha r} \quad \lambda_{\beta r}]^T \\ [u] &= [V_{\alpha s} \quad V_{\beta s} \quad V_{x s} \quad V_{y s} \quad 0 \quad 0]^T \\ [y] &= [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad i_{x s} \quad i_{y s} \quad 0 \quad 0]^T \end{aligned} \quad (9)$$

Este observador es incorporado en el esquema de control de la Figura 3 y va a permitir determinar las variables no medibles, así como la estimación del sector.

4. Resultados

El funcionamiento del controlador propuesto se analiza experimentalmente en esta sección, empleando una bancada de ensayos para accionamientos multifásicos que permite la imposición de la falta de fase abierta y la implementación del controlador propuesto junto con las dos tablas de selección de vectores virtuales definidas.

4.1. Bancada experimental

En la Figura 5 se muestra la bancada empleada para la realización de los test experimentales. El accionamiento multifásico consta de una máquina de inducción asimétrica constituida por seis fases y alimentada por dos convertidores de tensión trifásicos de dos niveles (Módulos Semikron SKS22F). Los parámetros del motor de inducción empleados han sido estimados utilizando técnicas basadas en el dominio del tiempo y stand-still (Riveros *et al.*, 2012). Estos se muestran en la Tabla 4. La alimentación de los VSC se realiza con una única fuente de alimentación de corriente continua y las acciones de control son realizadas por un procesador de señales digitales (TMS320F28335 de Texas Instruments). Dicha unidad de control se programa haciendo uso de un JTAG mediante el software *Code Composer Studio*. Las mediciones de corriente y velocidad se realizan con cuatro sensores de efecto Hall (LEM LAH 25-NP) y un encoder digital (GHM510296R/2500), respectivamente. El motor de inducción de seis fases se encuentra acoplado a una máquina de corriente continua que actúa como generador.

Tabla 4: Parámetros de la máquina de inducción de seis fases.

Parámetros	Valores	Unidades
Resistencia del estator, R_s	14,2	Ω
Resistencia del rotor, R_r	2,0	Ω
Inductancia del estator, L_{ls}	1,5	mH
Inductancia del rotor, L_{lr}	55,0	mH
Inductancia mutua, M	420,0	mH
Número de pares de polos, p	3,0	-
Par nominal, T_n	7,0	N·m
Flujo nominal del estator, λ_s^*	0,336	Wb
Frecuencia de muestreo, f_m	7,5	kHz
Tensión del bus de continua, V_{dc}	200,0	V

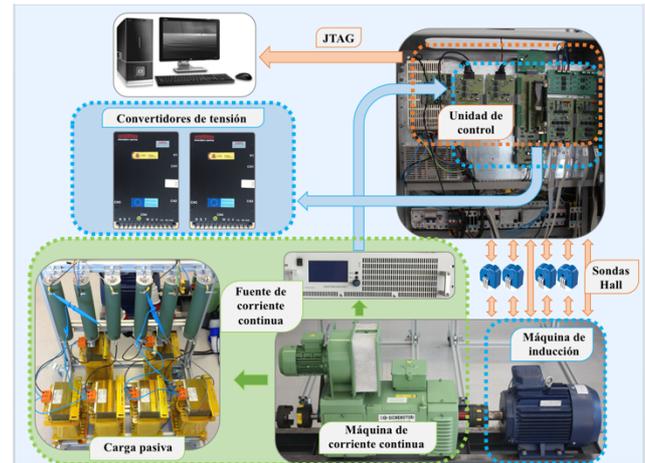


Figura 5: Bancada experimental empleada.

La armadura de la máquina de corriente continua está conectada a una carga pasiva R variable que disipa la potencia y el par de carga es, por consiguiente, dependiente de la velocidad.

4.2. Resultados experimentales

Para validar la bondad del esquema de control se han llevado a cabo un total de tres conjuntos de test experimentales en los que, además, se ha estudiado la respuesta del sistema empleando las distintas tablas de selección de vectores virtuales propuestas (Tablas 2 y 3). Un primer conjunto de ensayos se ha realizado en estado estacionario para verificar tanto el control directo de par como la correcta aplicación de los vectores virtuales de tensión en la situación post-falta analizada. Para observar la respuesta del sistema ante un cambio en la velocidad de referencia se ha llevado a cabo un segundo conjunto de pruebas. Finalmente, un tercer conjunto de ensayos se ha realizado con objeto de determinar qué tabla de selección proporciona un mayor rango de operación.

En primer lugar, se establece una velocidad de referencia constante de 250 rpm al accionamiento. Debido a que la máquina de inducción debe vencer la resistencia impuesta por la máquina de corriente continua a la que se encuentra conectada, existe un par de carga de aproximadamente 4 N·m. Debe tenerse en cuenta que, ante una situación de falta de fase abierta, el par máximo que el sistema es capaz de proporcionar se ha visto reducido de 7 N·m a 4,25 N·m según (Munim *et al.*, 2016). En la Figura 6 se muestran los resultados para las distintas tablas de selección de vectores virtuales (Opción 1 a la izquierda y Opción 2 a la derecha). En ambos casos se observa como tanto la regulación de la velocidad (Figura 6a) como del par eléctrico y del flujo magnético se realizan de forma satisfactoria (ver Figuras 6b y 6c, respectivamente). En cuanto a las corrientes, ante una falta en la fase a_1 (Figura 6d), se comprueba que existe una relación

dependiente entre las componentes de corriente α y x ($i_{xs} = -i_{as}$) (Figuras 6e y 6f). Sin embargo, gracias a la aplicación de los vectores virtuales de tensión obtenidos, la corriente y toma valores próximos a cero independientemente de la tabla de selección implementada, minimizando así las pérdidas en el cobre. Para

concluir este primer bloque de pruebas, se muestra el espectro de frecuencia de la corriente de la fase a_2 (Figura 6g), donde es posible observar que dicha corriente está constituida en su mayor parte por la componente referida a la frecuencia fundamental, gracias a la minimización de los armónicos anteriormente descrita.

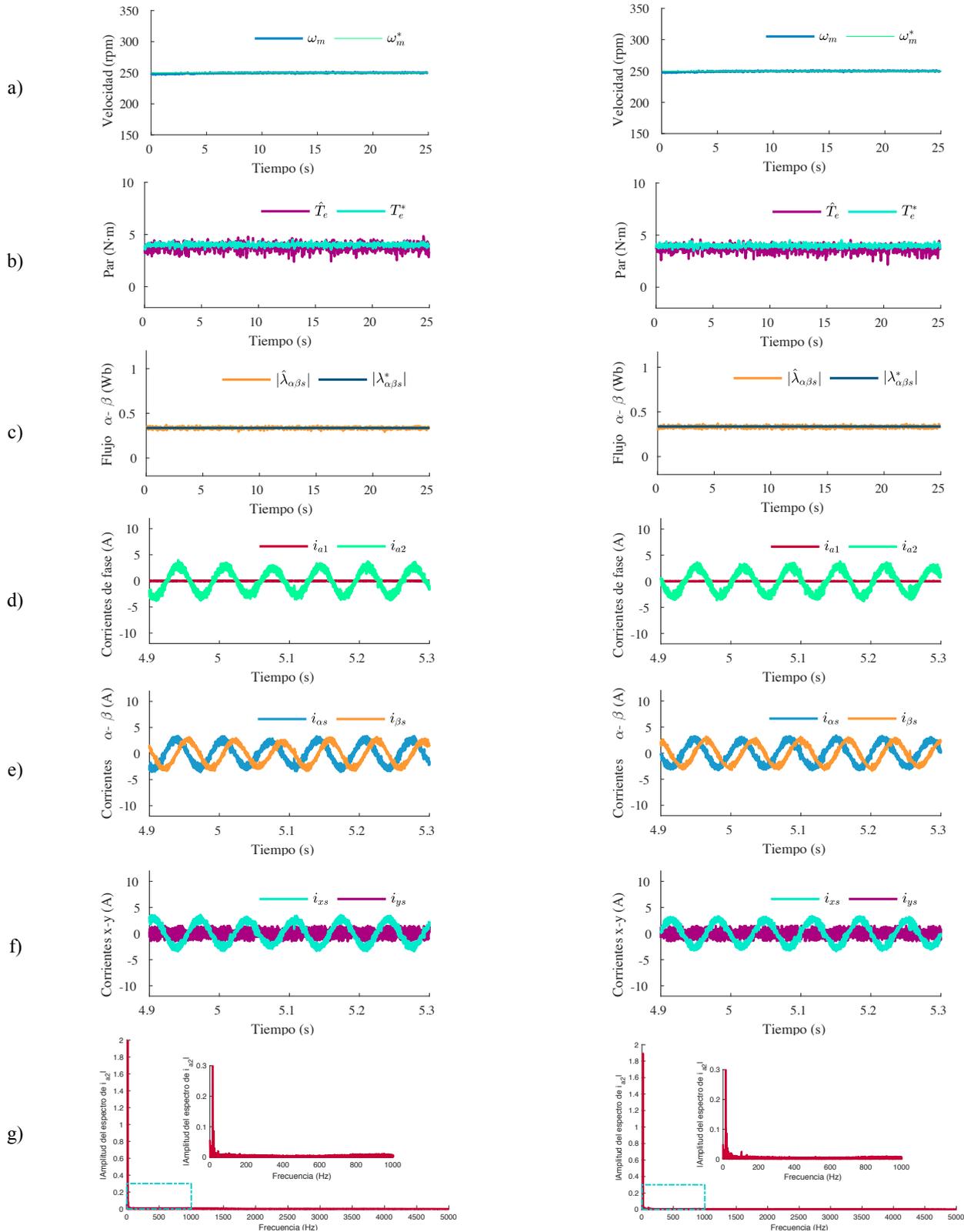


Figura 6: Ensayos estacionarios empleando el controlador propuesto (DTC basado en VVs) en situación post-falta. Se han considerado la Opción 1 de configuración de la tabla de selección de VVs (columna de la izquierda) y la Opción 2 para dicha configuración (columna de la derecha). En la figura se muestran a) la velocidad mecánica, b) el par electromecánico, c) el módulo del flujo α - β del estator, d) las corrientes de fase a_1 y a_2 , e) las corrientes α - β , f) las corrientes x-y, y g) el espectro de frecuencia de la corriente de fase a_2 .

Cabe resaltar que mientras con la Opción 1 de selección de VVs (gráficas mostradas a la izquierda) las corrientes de fase presentan una tasa de distorsión armónica (THD por sus siglas en inglés) del 20,72%, dicho valor aumenta ligeramente hasta un 21,44% cuando se emplea la Opción 2 de selección de VVs.

Una vez validado el funcionamiento en régimen estacionario, se pasa a estudiar el comportamiento dinámico del esquema de control propuesto (Figura 7). En este segundo bloque de ensayos, la velocidad de referencia sigue el perfil de una rampa, cuyo valor de referencia cambia de 200 rpm en $t=5$ s a 350 rpm en $t=7$ s (Figura 7a). Aunque en ambas opciones de selección de VVs el sistema alcanza la velocidad de referencia, no se produce instantáneamente debido a la limitación de par establecida. Tal y como se muestra en la Figura 7b, el par se satura durante el periodo en el que el sistema intenta alcanzar el nuevo punto de operación. Sin embargo, cabe esperar que, mientras que con la Opción 1 el par se satura en los 4,25 N·m definidos anteriormente como valor nominal del par en esta situación post-falta, con la Opción 2 el sistema no sea capaz de proporcionar ese par máximo. Esto es debido a que, como se comentó con anterioridad, los vectores virtuales de la primera tabla de selección favorecen la producción y/o disminución de par frente al flujo con cada acción de control. En cambio, con la segunda opción esto no siempre ocurre para cada acción de control, puesto que se ha tomado un criterio mixto de maximización y/o minimización de una variable de control

frente a la otra. En la Figura 7c es posible comprobar cómo con el control directo de par propuesto, tanto el par como el flujo se controlan de manera independiente, puesto que el seguimiento del flujo es constante e igual a su valor de referencia de 0,336 Wb en ambos casos durante todo el ensayo. En cuanto a lo referido a las corrientes, el comportamiento es el mismo que en el primer análisis (caso estacionario). Debido a la correcta aplicación de los vectores virtuales, la corriente y muestra valores en torno a cero (Figura 7d).

Finalmente, un tercer conjunto de pruebas se realiza para determinar el máximo punto de operación que es capaz de alcanzarse con cada una de las tablas de selección de VVs propuestas (Figura 8). Si la Opción 1 es implementada, el sistema logra alcanzar una velocidad de referencia de 550 rpm (Figura 8a). En cambio, con la Opción 2 dicha velocidad queda limitada a 400 rpm. Esta diferencia de máximo punto de operación también puede comprobarse en la Figura 8b, donde al igual que en el segundo bloque de ensayos, la Opción 1 proporciona un par algo superior al proporcionado por la Opción 2. En cambio, el flujo no se ve afectado en ninguno de los dos casos (Figura 8c), presentándose una regulación satisfactoria e independiente del par. Por último, se observa que un mayor punto de operación no afecta al objetivo perseguido con la aplicación de VVs de minimización de las pérdidas del sistema (Figura 8d).

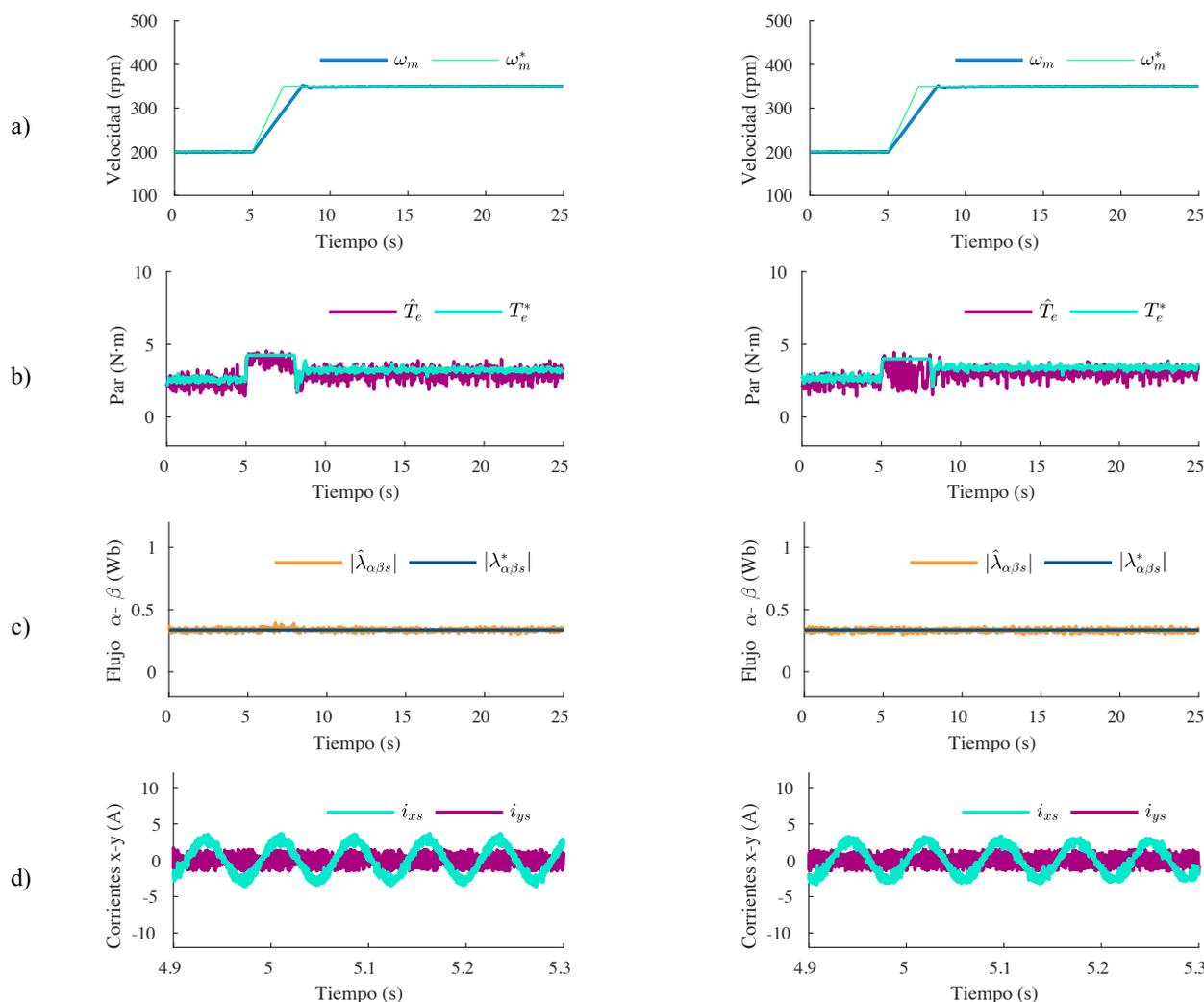


Figura 7: Ensayos de comportamiento dinámico del sistema ante cambios en la referencia de velocidad empleando el controlador propuesto (DTC basado en VVs) en situación de post-falta. Se han considerado la Opción 1 de configuración de la tabla de selección de VVs (columna de la izquierda) y la Opción 2 (columna de la derecha). La figura muestra a) la velocidad mecánica, b) el par electromecánico, c) el módulo del flujo α - β del estator y d) las corrientes x-y del sistema.

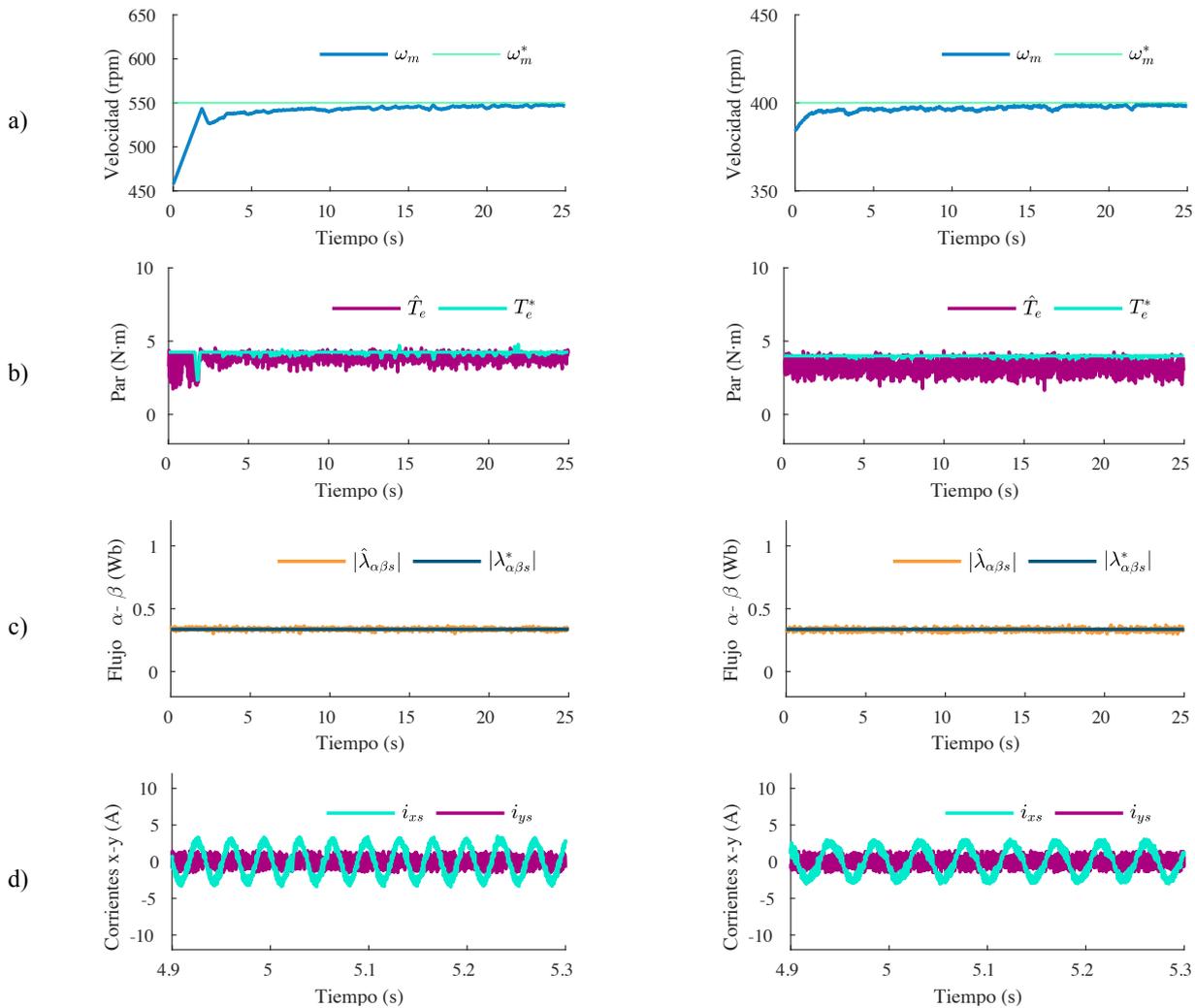


Figura 8: Ensayos estacionarios de máximo punto de operación del sistema multifásico con el controlador propuesto en situación post-falta considerando la Opción 1 (columna de la izquierda) y 2 (columna de la derecha) de configuración de la tabla de selección de VVs. La figura muestra a) la velocidad mecánica, b) el par electromecánico, c) el módulo del flujo α - β del estator, y d) las corrientes x - y en el accionamiento.

Las pruebas realizadas muestran la robustez del esquema de control propuesto, que ofrece una buena respuesta dinámica cuando aparece un fallo de fase abierta. Además, la aplicación de VVs ha permitido solventar uno de los mayores inconvenientes del DTC para sistemas multifásicos, como es la minimización de las pérdidas en el cobre debidas a las componentes que aparecen en los nuevos subespacios x - y , que no contribuyen en nuestro caso a la creación de par (accionamiento multifásico con devanados distribuidos). No obstante, se observa también como la opción de selección definida como Opción 1 proporciona un mayor rango de funcionamiento, por lo que a igualdad de prestaciones en lo que se refiere calidad de las corrientes, esta opción se posiciona como la más interesante.

5. Conclusiones

En este artículo se propone una nueva estrategia de control basada en control directo de par y en vectores virtuales de tensión aplicable en máquinas de inducción de seis fases con bobinados distribuidos, en situación de fallo de fase abierta. El comportamiento del sistema en bucle cerrado se ha analizado experimentalmente, ofreciendo éste un comportamiento adecuado en estado estacionario y ante cambios en la velocidad de referencia. El interés de los vectores virtuales de tensión queda

patente por la minimización de las componentes de corriente en el plano x - y , lo que se traduce en la generación de menores pérdidas en el cobre. En otras palabras, el uso de los vectores virtuales permite mitigar uno de los principales retos que afrontan los sistemas multifásicos para su implementación cuando la estrategia de control no permite el empleo de una modulación por ancho de pulso. Es interesante resaltar que una adecuada configuración de la tabla de selección de VVs permite extender el punto de operación alcanzable por el sistema en situación de fallo, proporcionando por lo tanto mayores prestaciones al accionamiento eléctrico.

Referencias

- Alcharea, R., Kianinezhad, R., Nahid, B., Betin, F., Capolino, G.A. 2009. Fault tolerant DTC for six-phase symmetrical induction machine. 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON). Oporto, Portugal.
- Alcharea, R., Nahidmobarakeh, B., Betin, F., Capolino, G.A. 2008. Direct torque control (DTC) for six-phase symmetrical induction machine under open phase fault. 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON). Ajaccio, Francia.
- Asadzadeh, V., Dastfan, A., Darabi, A. 2017. Post-fault performance enhancement of the PMSM drive by employing the predictive torque control. 8th IEEE Power Electronics, Drive Systems and Technology Conference (PEDSTC). Mashhad, Irán.

- Armanz, R., García, F.J., Miguel, L.J. 2016. Métodos de control de motores de inducción: síntesis de la situación actual. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial* 13, 381-392.
- Barrero, F., Durán, M.J. 2016. Recent advances in the design modeling, and control of multiphase machines – Part I. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63, No. 1, 449-458.
- Belgacem, A., Salem, Y.B., Abdelkrim, M.N. 2015. Modified DTC control using fuzzy logic control for dual three phase induction machine with open phases. *21th International Multi-Conference on Systems, Signals y Devices (SSD)*. Mahdía, Túnez.
- Benatmane, M., McCoy, T. 1998. Development of a 19 MW PWM converter for U.S. Navy surface ships. *Proc. Int. Conf. ELECSHIP*, Estambul, Turquía.
- Bermúdez, M., González-Prieto, I., Barrero, F., Guzmán, H., Kestelyn, X., Durán, M.J. 2017. An experimental assessment of open-phase fault-tolerant virtual vector based direct torque control in five-phase induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, DOI: 10.1109/TPEL.2017.2711531
- Bermúdez, M., González-Prieto, I., Barrero, F., Guzmán, H., Durán, M.J., Kestelyn, X. 2016. Open-phase fault-tolerant direct torque control technique for five-phase induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64, No. 2, 902-911.
- Cao, W., Mecrow, B.C., Atkinson, G.J., Bennett, J.W., Atkinson, D.J. 2012. Overview of electric motor technologies used for more electric aircraft (MEA). *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59, No. 9, 3523-3521.
- Che, H.S., Levi, E., Jones, M., Durán, M.J., Hew, W.P., Rahim, N.A. 2014. Operation of a six-phase induction machine using series-connected machine-side converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61, No. 1, 164-176.
- Che, H.S., Durán, M., Levi, E., Jones, M. Hew, W.P., Rahim, N.A. 2013. Post-fault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Denver, CO, USA.
- Depenbrock, M. 1988. Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics* 3, No. 4, 420-429.
- Durán, M.J. y Barrero, F. 2016. Recent Advances in the design modeling, and control of multiphase machines – Part II. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63, No. 1, 459-468.
- Durán, M.J., Riveros, J.A., Barrero, F., Guzmán, H., Prieto, J. 2012. Reduction of common-mode voltage in five-phase induction motor drives using predictive control techniques. *IEEE Transactions on Industrial Applications* 48, No. 6, 2059-2067.
- Ferreira, C.L., Bucknall, R.W.G. 2004. Modelling and real-time simulation of an advanced marine full-electrical propulsion system. *2nd International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*. Edimburgo, Reino Unido.
- Freire, N.M.A., Marques Cardoso, A.J. 2013. Fault-tolerant converter for AC drives using vector-based hysteresis current control. *9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drive (SDMPED)*. Valencia, Spain.
- Gamesa Technological Corporation S.A., 2016. Gamesa 5.0 MW. Archivo recuperado de: <http://www.gamesacorp.com/recursos/doc/productos-servicios/aerogeneradores/catalogo-g10x-45mw.pdf>.
- Gao, L., Fletcher, J.E., Zheng, L. 2011. Low-speed control improvements for a two-level five-phase inverter-fed induction machine using classic direct torque control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58, No. 7, 2744-2754.
- González-Prieto, I., Durán, M. J., Aciego, J.J., Martín, C., Barrero, F. 2017a. Model predictive control of six-phase induction motor drives using virtual voltage vectors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65, No. 1, 27-37.
- González-Prieto, I., Durán, M.J., Ríos-García, N. Barrero, F., Martín, C. 2017b. Open-switch fault detection in five-phase induction motor drives using model predictive control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65, No. 4, 3045-3055.
- González-Prieto, I., Durán, M.J., Barrero, F. 2016. Fault-tolerant control of six-phase induction motor drives with variable current injection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32, No. 10, 7894-7903.
- González-Prieto, I., Durán, M.J., Barrero, F., Bermúdez, M., Guzmán, H. 2016. Impact of postfault flux adaptation on six-phase induction motor drives with parallel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics* 32, No. 1, 515-528.
- González-Prieto, I., Durán, M.J., Che, H.S., Levi, E., Bermúdez, M., Barrero, F. 2015. Fault-tolerant operation of six-phase energy conversion systems with parallel machine-side converters. *IEEE Transactions on Power Electronics* 31, No. 4, 3068-3079.
- González, I., Durán, M.J., Che, H.S., Levi, E., Aguado, J. 2014. Fault-tolerant efficient control of six-phase induction generators in wind energy conversion systems with series-parallel machine-side converters. *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*. Manchester, UK.
- González, I., Durán, M.J., Che, H.S. Levi, E., Barrero, F. 2013. Fault-tolerant control of six-phase induction generators in wind energy conversion systems with series-parallel machine-side converters. *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*. Viena, Austria.
- Guzmán, H., Durán, M.J., Barrero, F., Zarri, L., Bogado, B., González-Prieto, I., Arahal, M.R. 2015. Comparative study of predictive and resonant controllers in fault-tolerant five-phase induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63, No. 1, 606-617.
- Guzmán, H., Durán, M.J., Barrero, F., Bogado, B., Toral, S. 2013. Speed control of five-phase induction motors with integrated open-phase fault operation using model-based predictive current control techniques. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61, No. 9, 4474-4484.
- Guzmán, H., Durán, M.J., Barrero, F. 2012. A comprehensive fault analysis of a five-phase induction motor drive with an open phase. *15th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Novi Sad, Serbia.
- Hodge, C., Williamson, S., Smith, A.C. 2002. Direct drive marine propulsion motors. *Proc. Int. Conf. Electrical Machines (ICEM)*, Brujas, Bélgica.
- Jiang, Q., Zhao, W., Tao, T., Ji, J. 2016. New direct torque control of five-phase fault-tolerant flux-switching permanent-magnet motor drives. *21st International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Lausana, Suiza.
- Kianinezhad, R., Alcharea, R., Nahid, B., Betin, F., Capolino G.A. 2008. Analysis and evaluation of DTC and FOC in open phase fault operation of six-phase induction machines. *The 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*. Ajaccio, Francia.
- Levi, E. 2016. Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63, No. 1, 433-448.
- Lu, S., Corzine, K. 2005. Multilevel multi-phase propulsion drives. *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*. Filadelfia, PA, USA.
- Lu, H., Li, J., Qu, R., Ye, D., Lu, Y., Zhang, R. 2017. Post-fault model predictive control of asymmetrical six-phase permanent magnet machine with improved mathematical model. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. Miami, FL, USA.
- Lu, H., Li, J., Qu, R., Xiao, L., Ye, D. 2016. Reduction of unbalanced axial magnetic force in post-fault operation of a novel six-phase double-stator axial flux PM machine using model predictive control. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Milwaukee, WI, USA.
- Martín, C., Arahal, M.R., Barrero, F., Durán, M.J. 2016. Five-phase induction motor rotor current observer for finite control set model predictive control of stator current. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63, No. 7, 4527-4538.
- McCoy, T., Benatmane, M. 1998. The all-electric warship: An overview of the U.S. Navy's integrated power system development programme. *Proc. Int. Conf. ELECSHIP*. Estambul, Turquía.
- Munim, W.N.W.A., Durán, M.J., Che, H.S., Bermúdez, M., González-Prieto, I., Rahim, N.A. 2016. A Unified analysis of the fault tolerance capability in six-phase induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics* 32, No. 10, 7824-7836.
- Ríos-García, N., Durán, M.J., González-Prieto, I., Martín, C., Barrero, F. 2017. An open-phase fault detection method for six-phase induction motor drives. *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*. Málaga, España.
- Riveros, J.A. 2016. Pulse width modulation for asymmetrical six-phase machines fed by five-leg converters. *42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*. Florencia, Italia.
- Riveros, A., Yepes, A.G., Barrero, F., Doval-Gandoy, J., Bogado, B., López, O., Jones, M., Levi, E. 2012. Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings — Part 2: time-domain techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion* 27, No. 4, 1067-1077.
- Rolak, M., Malinowski, M. 2015. Post-fault operation of multiphase energy generation system. *9th IEEE International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE)*. Costa da Caparica, Portugal.
- Simoes, M.G., Vieira, P. 2002. A high-torque low-speed multiphase brushless machine – A perspective application for electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49, No. 5, 1154-1164.
- Smith, S. 2002. Developments in power electronics, machines and drives. *IEEE Power Engineering Journal* 16, No. 1, 13-17.

- Sudhoff, S.D., Alt, J.T., Hegner, N.J., Robey, H.N. Jr. 1997. Control of a 15-phase induction motor drive system. Proc. Naval Symp. Electr. Mach., Newport, RI, 69-75.
- Takahashi, I., Noguchi, T. 1986. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. IEEE Transactions on Industry Applications IA-22, No. 5, 820-827.
- Tang, Q., Ge, X., Liu, Y.C. 2016. Performance analysis of two different SVM-based field-oriented control schemes for eight-switch three-phase inverter-fed induction motor drives. 8th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE). Hefei, China.
- Tani, A., Mengoni, M., Zarri, L., Serra, G., Casadei, D. 2011. Control of multiphase induction motors with an odd number of phases under open-circuit phase faults. IEEE Transactions on Power Electronics 27, No. 2, 565-577.
- Terrien, F., Siala, S., Noy, P. 2004. Multiphase induction motor sensorless control for electric ship propulsion. 2nd IEEE International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD). Edimburgo, Reino Unido.
- Wang, X., Wang, Z., Cao, J., Cheng, M., Xu, L. 2016. Fault tolerant operation of T-NPC three-level asymmetric six-phase PMSM drives based on direct torque control. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). Hangzhou, China.
- Wang, X., Wang, Z., Cheng, M., Hu, Y. 2017. Remedial strategies of T-NPC three-level asymmetric six-phase PMSM drives based on SVM-DTC. IEEE Transactions on Industrial Electronics 64, No. 9, 6841-6853.
- Xu, J., Yuan, Y., Zhang, Z., Guo, H. 2017. The influence analysis of different fault modes on the post-fault performance of fault tolerant permanent magnet synchronous motor. 20th IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Sydney, NSW, Australia.
- Yaramasu, V., Dekka, A., Durán, M.J., Kouro, S., Wu, B. 2017. PMSG-based wind energy conversion systems: survey on power converters and control. IET Electric Power Applications 11, No. 6, 956-968.
- Zhao, Y., Lipo, T.A. 1995. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. IEEE Transactions on Industry Applications 31, No. 5, 1100-1109.
- Zheng, L., Fletcher, J.E., Williams, B.W., He, X. 2011. A novel direct torque control scheme for a sensorless five-phase induction motor drive. IEEE Transactions on Industrial Electronics 58, No. 2, 503-513.
- Zhou, Y., Lin, X., Cheng, M. 2015. A fault-tolerant direct torque control for six-phase permanent magnet synchronous motor with arbitrary two opened phases based on modified variables. IEEE Transactions on Energy Conversion 31, No. 2, 549-556.