

Vectores Virtuales de Tensión en Control Directo de Par para una Máquina de Inducción de Seis Fases

P. García Entrambasaguas^a, I. González-Prieto^a, M.J. Durán^a, M. Bermúdez^b y 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, Sevilla, España

Resumen

La estrategia de control directo de par (DTC por sus siglas en inglés) es uno de los métodos empleados para el control de máquinas multifásicas. Esta estrategia ha sido popular en las últimas décadas gracias a su rapidez, robustez y simplicidad en el esquema de control. Sin embargo, la aparición de las nuevas componentes secundarias de corrientes x - y propias de los sistemas multifásicos pueden deteriorar la calidad de las corrientes y aumentar las pérdidas en el cobre del estator si no se regulan adecuadamente. Es por ello por lo que la definición y el uso de los denominados vectores virtuales de tensión permiten la reducción de estas componentes x - y , paliando así el principal problema de la extensión directa del DTC a sistemas con más de tres fases. Este artículo presenta la implementación de vectores virtuales de tensión en un control directo de par para la regulación de la velocidad de máquina de inducción de seis fases, validando la bondad de la estrategia de control propuesta mediante resultados experimentales.

Palabras Clave:

Máquinas Eléctricas, Generación de potencia, Control de Máquinas, Máquinas de Inducción, Control de Par

Direct Torque Control based on Virtual Voltage Vector for a Six-phase Induction Machine

Abstract

Direct torque control (DTC) strategy is one of the methods used to control multiphase machines. This strategy has been popular in recent decades owing to its speed, robustness and simplicity in the control scheme. However, the appearance of the new secondary x - y currents components typical of multiphase systems can deteriorate the currents quality and increase the losses in the stator copper if they are not regulated properly. That is why the definition and use of the called virtual voltage vectors allow the reduction of these x - y components, thus alleviating the main problem of the direct extension of the DTC to systems with more than three phases. This paper presents the implementation of virtual voltage vectors in a direct torque control for the speed regulation of a six-phase induction machine, validating the goodness of the control strategy proposed by experimental results.

Keywords:

Electric Machines, Power Generation, Controlling Machines, Induction Machines, Torque Control

1. Introducción

La vigésimo primera Conferencia de las Partes (COP21) celebrada en París en 2015, donde acudieron los 195 países de la Convención Marco de las Naciones Unidas sobre el Cambio Climático (CMNUCC), tenía como objetivo establecer un protocolo que sustituyera al Protocolo de Kioto. Este nuevo acuerdo comenzará a aplicarse a partir del año 2020. En él se acordó la reducción de emisiones de gases contaminantes con el fin de limitar el aumento de la temperatura del planeta a un par de grados a finales de siglo. Este nuevo acuerdo, potencia la tendencia actual en cuanto a la utilización de energías limpias. Por

tanto, el desarrollo de sistemas de conversión de energía con altas prestaciones en aplicaciones de energías renovables o propulsión eléctrica se presenta como una necesidad creciente.

Desde el punto de vista del desarrollo de sistemas de conversión más competitivos, se debe destacar la utilización de sistemas multifásicos, ya que ésta ha experimentado un importante crecimiento en la última década gracias a las ventajas que presentan sobre los sistemas trifásicos convencionales (Barrero y Durán, 2016; Durán y Barrero, 2016; Levi, 2016). Una de las características más atractivas de estos sistemas multifásicos es su redundancia inherente, que le permite un cierto grado de tolerancia ante un fallo sin necesidad de emplear ningún tipo

*Autor para correspondencia: ignaciogp87@gmail.com

hardware adicional. Especialmente interesante resulta esta característica en aquellas aplicaciones donde la seguridad se considera un factor crítico, como pueden ser las aplicaciones aeronáuticas y navales (Benatmane y McCoy, 1998; Ferreira y Bucknall, 2004; Hodge, Williamson y Smith, 2002; Lu y Corzine, 2005; McCoy y Benatmane, 1998; Simoes y Vieira, 2002; Smith, 2002; Sudhoff et al., 1997; Terrien, Siala y Noy, 2004) o aquellas aplicaciones donde un funcionamiento ininterrumpido proporcione un considerable beneficio económico, como es el caso de la energía eólica *offshore* (Che et al., 2014b; Gamesa Technological Corporation, 2016; Yaramasu et al., 2017). La implementación de una estrategia de control adecuada permite al sistema seguir funcionando tras una falta sin necesidad de utilizar un hardware extra (Bermúdez et al., 2017; Che et al., 2013; González-Prieto, Durán y Barrero, 2016; González-Prieto et al., 2016; González Prieto et al., 2017; Guzmán, Durán y Barrero, 2012; Guzmán et al., 2014; Guzmán et al., 2016; Lu y Corzine, 2005; Munim, Durán y Che, 2016; Ríos-García, 2017; Simoes y Vieira, 2002; Sudhoff et al., 1997; Tani et al., 2012).

Sin embargo, estos sistemas multifásicos no sólo proporcionan una mayor tolerancia al fallo, sino que también disminuyen el rizado del par, proporcionan una mejor distribución de la potencia, un mayor aprovechamiento de la tensión dc-link y abren la posibilidad de utilizar los grados de libertad extra con objetivos diversos. Es por ello que los sistemas multifásicos resultan una alternativa atractiva para aquellas aplicaciones industriales donde unas mejores prestaciones son requeridas. Es importante destacar que el considerable aumento que ha experimentado su utilización ha sido posible gracias a la evolución tecnológica experimentada en las últimas décadas por los sistemas digitales de procesamiento de señales, así como por la electrónica de potencia.

Si se analiza el caso particular de las máquinas multifásicas compuestas por varios devanados trifásicos, éstas representan una de las opciones más utilizadas ya que permiten la aplicación casi directa de la tecnología estandarizada trifásica (Gamesa Technological Corporation, 2016; Jung et al., 2012). Dentro de este grupo de máquinas multifásicas destacan aquellas compuestas por dos conjuntos de devanados trifásicos, existiendo en la literatura un amplio número de trabajos en los que se presentan estrategias de control para este tipo de máquinas multifásicas en operación normal (Barrero y Durán, 2016; Benatmane y McCoy, 1998; Durán et al., 2012; Durán y Barrero, 2016; Ferreira y Bucknall, 2004; Gao, Fletcher y Zheng, 2011; González et al., 2016; Gregor et al., 2015; Hodge, Williamson y Smith, 2002; Levi, 2016; Lu y Corzine, 2005; McCoy y Benatmane, 1998; Simoes y Vieira, 2002; Smith, 2002; Sudhoff et al., 1997; Terrien, Siala y Noy, 2004; Zhao y Lipo, 1995; Zheng et al., 2011) y en situación post-falta (Bermúdez et al., 2017; Che et al., 2013; González-Prieto, Durán y Barrero, 2016; González-Prieto et al., 2016; González Prieto et al., 2017; Guzmán, Durán y Barrero, 2012; Guzmán et al., 2014; Guzmán et al., 2016; Munim, Durán y Che, 2016; Ríos-García, 2017; Tani et al., 2012). La tendencia seguida a la hora de implementar las estrategias de control para este tipo de sistemas ha sido extender las estrategias de control de los sistemas convencionales trifásicos. Así, la mayoría de estos trabajos presentan estrategias de control basadas en un control vectorial, ya sea mediante el uso de controladores PI de corriente (el más usado es el control indirecto de campo orientado) (Abdel-Khalik, Masoud y Williams, 2012; Arahaj y Durán, 2009; Boioi et al., 2006; Che et al., 2014; Jones et al., 2009; Khan, Iqbal y Ahmad, 2008; Libo et al., 2008; Mengoni et al., 2015; Singh, Nam y Lim, 2015; Vukosavic et al., 2005; Yepes et al., 2015) o a través de un modelo de la máquina (conocido como

control predictivo basado en modelos) (Cortés et al., 2008; Kouro et al., 2009).

Sin embargo, la literatura referida a la implementación de un control directo de par para este tipo de máquinas es aún escasa en lo que se refiere a publicaciones en revistas indexadas, a pesar de ser ésta una de las técnicas estándar en el control de sistemas trifásicos (Arnanz, García y Miguel, 2016) y a pesar de que las principales ventajas del DTC (robustez, simplicidad y una dinámica rápida) parecen adaptarse bien a las características de los sistemas multifásicos. La razón fundamental de su escaso desarrollo es la difícil regulación de las corrientes secundarias x - y aplicando un único estado de conmutación. Recientemente, varios autores han planteado un control directo de par basado en la utilización de vectores virtuales de tensión (VVs) en máquinas de inducción de cinco fases (Bermúdez et al., 2017; Gao, Fletcher y Zheng, 2011; Zheng et al., 2011). La utilización de estos VVs surge debido a que con la aplicación de un único vector de tensión por cada periodo de muestreo no es factible el control de las componentes productoras de par y flujo y la cancelación de las nuevas componentes x - y que aparecen en los sistemas multifásicos. Por ello, y teniendo en cuenta el especial interés que despiertan las máquinas con múltiples devanados trifásicos para su implementación en sistemas industriales. Parece oportuno redefinir los vectores virtuales y extender el análisis de su uso a aplicaciones de accionamientos doblemente trifásicos. Por todo esto, se presenta en este artículo la implementación de un control directo de par basado en vectores virtuales para una máquina de inducción de seis fases que permiten minimizar las componentes x - y independientemente del punto de operación. Aunque existe en la literatura algún trabajo donde se aplica un control directo de par basado en vectores virtuales para máquinas de seis fases, existen algunas diferencias importantes con la propuesta que aquí se realiza. Por ejemplo, en (Ren y Zhu, 2015a; Ren y Zhu, 2015b) los métodos de control propuestos están desarrollados para máquinas de imanes permanentes, es decir para máquinas de distinta naturaleza, mientras que en (Alcharea et al., 2008; Kianinezhad et al., 2006; Kianinezhad et al., 2008) las estrategias son sólo válidas para máquinas simétricas donde, los vectores de tensión tienen una localización diferente. Aunque existen algunos trabajos que tratan de resolver el mismo problema para máquinas de la misma naturaleza y distribución, estos o bien no presentan resultados experimentales que validen la propuesta (Pandit et al., 2017) o la minimización de las componentes x - y es dependiente del punto de operación (Taheri, 2016).

El presente artículo queda estructurado de la siguiente manera. La Sección 2 describe la topología del sistema a estudiar, así como el modelo de la máquina de inducción de seis fases. En la Sección 3 se presenta el método de control directo de par y la obtención de los vectores virtuales. La validez de dicho método queda demostrada mediante resultados experimentales recogidos en la Sección 4. Por último, las conclusiones principales quedan resumidas en la Sección 5.

2. Descripción del sistema multifásico

2.1. Topología

El sistema multifásico objeto de estudio está formado por una máquina de inducción (IM por sus siglas en inglés) de seis fases asimétrica alimentada por dos convertidores fuente de tensión (VSC por sus siglas en inglés), que están conectados a un único dc-link. Los estados de conmutación de las fases de cada uno de los VSC se definen como S_i , donde $S_i=0$ indica que el interruptor inferior está ON y el interruptor superior está OFF, mientras que

$S_i=1$ indica lo contrario. Es posible agrupar los estados de conmutación de los VSCs en un vector, $[S]=[S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}, S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}]$, el cual identifica los $2^6=64$ estados de conmutación disponibles. Las tensiones de fase pueden ser obtenidas a partir del vector de conmutación y de la tensión del dc-link (V_{dc}), tal y como se muestra en (1):

$$\begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ v_{c1} \\ v_{a2} \\ v_{b2} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} [S]^T \quad (1)$$

Sin embargo, estas tensiones de fase pueden ser expresadas en otros sistemas de referencia, que presentan una serie de ventajas frente al sistema por fase estacionario. Es el caso de la descomposición del espacio vectorial (cuyas siglas en inglés son VSD) (Zhao y Lipo, 1995), donde para el caso de máquinas de seis fases el sistema original de la máquina se transforma en dos sub-espacios ortogonales α - β y x - y junto con dos componentes homopolares 0^+ - 0^- . Para ello es necesario aplicar la matriz de transformación de Clarke invariante en potencia definida en (2). Véase la Figura 2, donde los vectores de tensión han sido representados en los sub-espacios α - β y x - y , identificándolos mediante el número decimal equivalente del número binario correspondiente del vector $[S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}, S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}]$.

$$[T] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/2 & 1/2 & -1 \\ 1 & -1/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 1/2 & 1/2 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$[\alpha, \beta, x, y, 0^+, 0^-]^T = [T] \cdot [a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2]^T$$

2.2. Modelo de la máquina

El funcionamiento de una máquina de inducción se puede describir como un conjunto de ecuaciones diferenciales, tradicionalmente expresadas en variables de fase. Sin embargo, tal y como se expuso anteriormente, éstas pueden ser expresadas en el sistema de referencia α - β y x - y a través de la matriz de transformación de Clarke definida en (2). Debido a que en este caso la máquina cuenta con devanados distribuidos, las componentes α - β son las únicas que contribuyen a la producción de par y flujo. Además, representan la componente fundamental más los armónicos de orden $12n \pm 1$ ($n=1,2,3,\dots$). Mientras, las componentes x - y sólo producen pérdidas y los armónicos de orden $6n \pm 1$ ($n=1,3,5,\dots$). Por último, las componentes 0^+ - 0^- que representan las componentes armónicas de secuencia cero sólo existirán cuando haya un único neutro, no siendo éste el caso estudiado en el presente trabajo. Así, las ecuaciones del modelo de la máquina en el sistema de referencia α - β quedan resumidas como sigue:

$$v_{\alpha s} = (R_s + L_s \frac{d}{dt})i_{\alpha s} + M \frac{d}{dt}i_{\alpha r}$$

$$v_{\beta s} = (R_s + L_s \frac{d}{dt})i_{\beta s} + M \frac{d}{dt}i_{\beta r}$$

$$v_{x s} = (R_s + L_s \frac{d}{dt})i_{x s}$$

$$v_{y s} = (R_s + L_s \frac{d}{dt})i_{y s} \quad (3)$$

$$0 = (R_r + L_r \frac{d}{dt})i_{\alpha r} + \omega_r L_r i_{\beta r} + M \frac{d}{dt}i_{\alpha s} + \omega_r M i_{\beta s}$$

$$0 = (R_r + L_r \frac{d}{dt})i_{\beta r} - \omega_r L_r i_{\alpha r} + M \frac{d}{dt}i_{\beta s} - \omega_r M i_{\alpha s}$$

donde $L_s = L_{ls} + 3L_{m_s}$, $L_r = L_{lr} + 3L_{m_r}$, $M = 3L_m$ y ω_r es la velocidad eléctrica del rotor ($\omega_r = p\omega_m$, p es el número de pares de polos y ω_m es la velocidad mecánica). Por otro lado, los índices s y r denotan a las variables del estator y del rotor, respectivamente, mientras que los subíndices l y m se refieren a las inductancias de fuga y magnetización, respectivamente.

Las ecuaciones para el cálculo del flujo se encuentran recogidas en la ecuación (4):

$$\lambda_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + M i_{\alpha r}$$

$$\lambda_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + M i_{\beta r}$$

$$\lambda_{x s} = L_{ls} i_{x s}$$

$$\lambda_{y s} = L_{ls} i_{y s}$$

Por otro lado, el par eléctrico y la dinámica de la máquina vienen dados por las siguientes ecuaciones:

$$T_e = 3p(i_{\beta s} \lambda_{\alpha s} - i_{\alpha s} \lambda_{\beta s})$$

$$J_i \frac{d}{dt} \omega_r + B_i \omega_r = T_e - T_l \quad (5)$$

siendo T_e el par electromagnético generado, J_i el coeficiente de inercia, B_i el coeficiente de fricción y T_l el par de carga.

Ya ha sido descrito el sistema multifásico implementado, las ecuaciones que rigen el funcionamiento de los elementos que lo constituyen, así como sus características. En la siguiente sección se pasa a detallar el control directo de par implementado y el cálculo de los vectores virtuales utilizados.

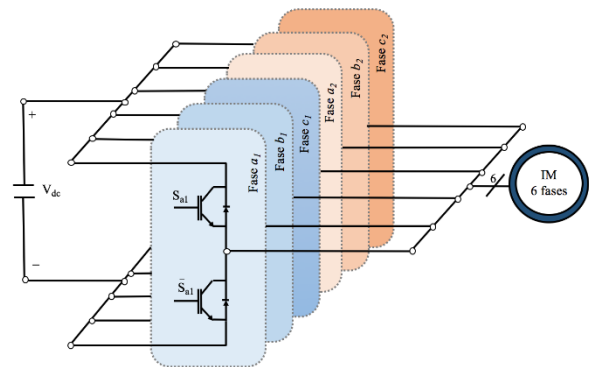


Figura 1: Esquema de la máquina de inducción de seis fases.

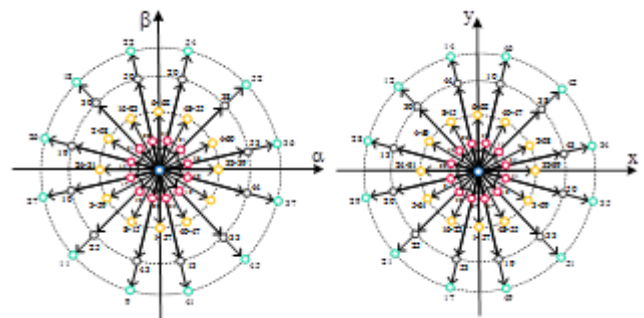


Figura 2: Vectores espaciales de tensión en los sub-espacios α - β y x - y para un VSC de seis fases.

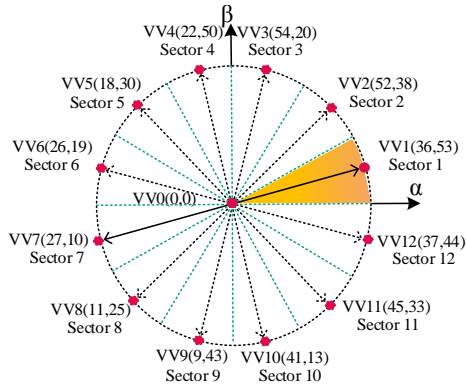


Figura 4: Vectores virtuales activos de tensión y sectores correspondientes en el plano α - β .

donde las matrices $[A]$, $[B]$ y $[C]$ definen la dinámica del motor de inducción de seis fases y sus coeficientes dependen de los parámetros de la máquina (Martín et al., 2016). Se emplea una técnica de discretización derivada de la ecuación de Cayley-Hamilton para obtener el modelo del observador que, junto con la ecuación (5), permiten estimar las variables no medibles.

El esquema de control propuesto, así como el cálculo de los vectores virtuales usados en el mismo, han sido detallados en esta sección. Para validar la bondad del esquema de control una serie de test experimentales son presentados en la siguiente sección.

4. Resultados

4.1. Sistema experimental

En la Figura 5 se muestra la bancada utilizada para la realización de los test experimentales. El accionamiento de seis fases consta de un motor de inducción asimétrico de seis fases alimentado por dos VSCs trifásicos convencionales 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), obteniendo los parámetros que aparecen en la Tabla 2.

La alimentación de los VSCs se realiza con una única fuente de alimentación de corriente continua, mientras que las acciones de control son realizadas por un procesador de señales digital (TMS320F28335 de Texas Instruments). Esta unidad de control es programada utilizando un JTAG y el software empleado para ello es Code Composer Studio. Las mediciones de corriente y velocidad se realizan con cuatro sensores de efecto Hall (LEM LAH 25-NP) y un codificador digital (GHM510296R/2500), respectivamente. El motor de inducción de seis fases se encuentra acoplado a una máquina de corriente continua que actúa como generador. 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

Un total de tres test experimentales han sido llevados a cabo para validar el método de control propuesto. Un primer test se corresponde con un ensayo estacionario, con el cual se verificará el DTC, así como la correcta implementación de los VVs en dicho esquema de control. A continuación, dos test dinámicos se utilizarán para analizar la respuesta del sistema ante cambios en los valores de referencia de sus variables de control.

El objetivo del test 1 es validar la minimización de las corrientes x - y mediante la implementación de vectores virtuales de tensión en una estrategia DTC. Para ello se comparan los

Tabla 2: 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	-
Par nominal, T_n	7	N·m
Flujo nominal del estator, λ_s^*	0,5	Wb
Frecuencia de muestreo, f_m	7,5	kHz
Tensión del bus de continua, V_{dc}	200	V

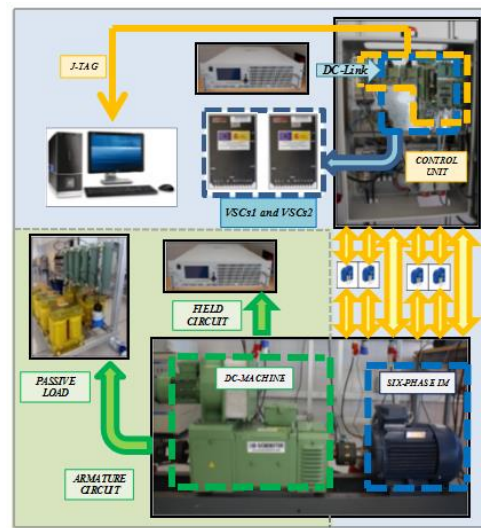


Figura 5: Bancada experimental.

resultados obtenidos por esta nueva versión del DTC con los proporcionados por un DTC clásico (donde un único estado de conmutación es aplicado en cada periodo de muestreo). Este DTC clásico ha sido implementado utilizando sólo los vectores considerados como muy grandes de la Figura 2, por ser estos los que mejor relación presentan entre los planos α - β y x - y . La tabla de selección de este DTC clásico ha sido generada siguiendo el mismo procedimiento que en el caso de los vectores virtuales y el resultado final se observa en la Tabla 3.

Este test inicial se ha realizado con un par de carga constante de $6 Nm$, una velocidad de referencia de $400 rpm$ y un flujo de referencia del estator igual a su valor nominal $0,5 Wb$. En las Figuras 6a, 6b y 6c se puede observar cómo el seguimiento de la velocidad, el par y el flujo de referencia es realizado de forma satisfactoria por ambas versiones de DTC. Sin embargo, la Figura 6d muestra cómo la utilización de los VVs proporcionan unas corrientes x - y prácticamente nulas, mientras que en el caso del DTC clásico el valor de estas corrientes es considerablemente más alto; hecho que se ve reflejado en el rizado de las corrientes de fase de la Figura 6e, donde se puede ver cómo las corrientes de fase proporcionadas por el DTC basado en VVs tienen un menor rizado. Esta reducción del rizado puede ser cuantificada mediante el cálculo del THD, donde la aplicación de los vectores virtuales proporciona una reducción del 73% del THD (ver Tabla 4). Esta mejora obtenida por la implementación de los vectores virtuales se fundamenta en la minimización de los armónicos quinto y séptimo presentes en el plano x - y de las máquinas de seis fases, tal y como se muestra en el espectro de frecuencia de la Figura 6g.

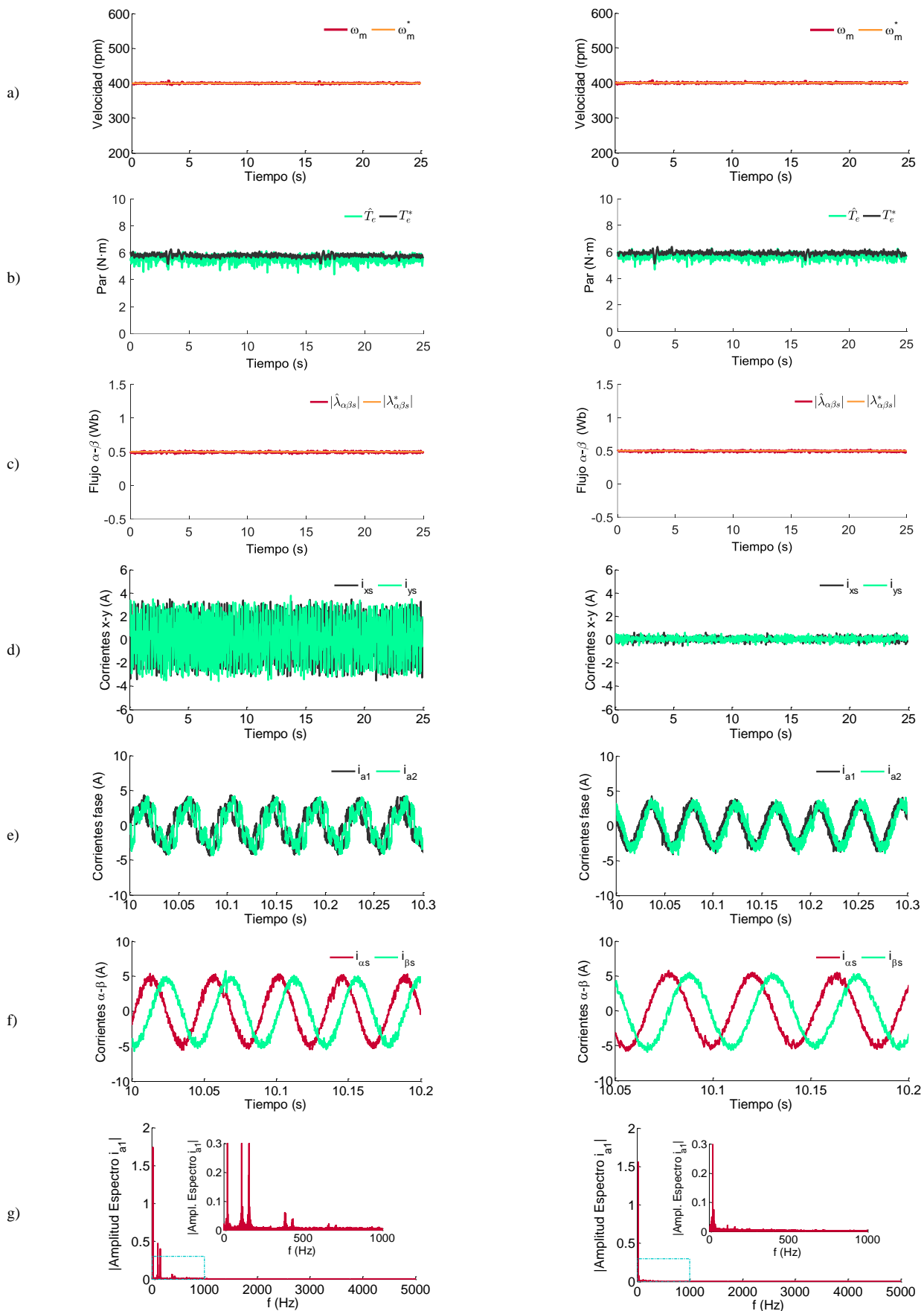


Figura 6. Test 1 estacionario para DTC clásico (columna de la izquierda) y DTC basado en VVs (columna de la derecha). De arriba abajo: a) velocidad mecánica, b) par electromagnético, c) módulo del flujo α - β del estator, d) corrientes x-y, e) corrientes de fase a_1 y a_2 , f) corrientes α - β y g) espectro de frecuencia de la corriente de la fase a_1 .

Tabla 3. Vectores de tensión para control de par.

H_s	H_{Te}	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9	S_{10}	S_{11}	S_{12}
+1	+1	V_{54}	V_{22}	V_{18}	V_{26}	V_{27}	V_{11}	V_9	V_{41}	V_{45}	V_{37}	V_{36}	V_{52}
+1	-1	V_{45}	V_{37}	V_{36}	V_{52}	V_{54}	V_{22}	V_{18}	V_{26}	V_{27}	V_{11}	V_9	V_{41}
+1	0	V_0	V_{13}	V_0	V_{13}	V_0	V_{13}	V_0	V_{13}	V_0	V_{13}	V_0	V_{13}
-1	+1	V_{18}	V_{26}	V_{27}	V_{11}	V_9	V_{41}	V_{45}	V_{37}	V_{36}	V_{52}	V_{54}	V_{22}
-1	-1	V_9	V_{41}	V_{45}	V_{37}	V_{36}	V_{52}	V_{54}	V_{22}	V_{18}	V_{26}	V_{27}	V_{11}
-1	0	V_{13}	V_0	V_{13}	V_0	V_{13}	V_0	V_{13}	V_0	V_{13}	V_0	V_{13}	V_0

Una vez validado el funcionamiento en régimen estacionario del control directo de par basado en vectores virtuales, se pasa a validar el funcionamiento dinámico del mismo. En el test 2 la velocidad de referencia sigue el perfil de una rampa, cambiando el valor de referencia de la misma de 350 rpm en $t=10s$ a 500 rpm en $t=11s$ (ver Figura 7a). El cambio en la velocidad de referencia implica un cambio en el par de referencia. En Figura 7b se puede observar cómo el seguimiento del par de referencia es adecuado. El flujo magnético de referencia permanece constante y su regulación también es realizada satisfactoriamente como se muestra en la Figura 7c. Por último, se representan en la Figura 7d las corrientes x-y, las cuales son prácticamente nulas también en este ensayo dinámico gracias a la utilización de los VVs.

Tabla 4. THD de las corrientes de fase para diferentes DTC.

Estrategia de control	THD (%)
DTC clásico	64,29
DTC basado en VVs	17,29

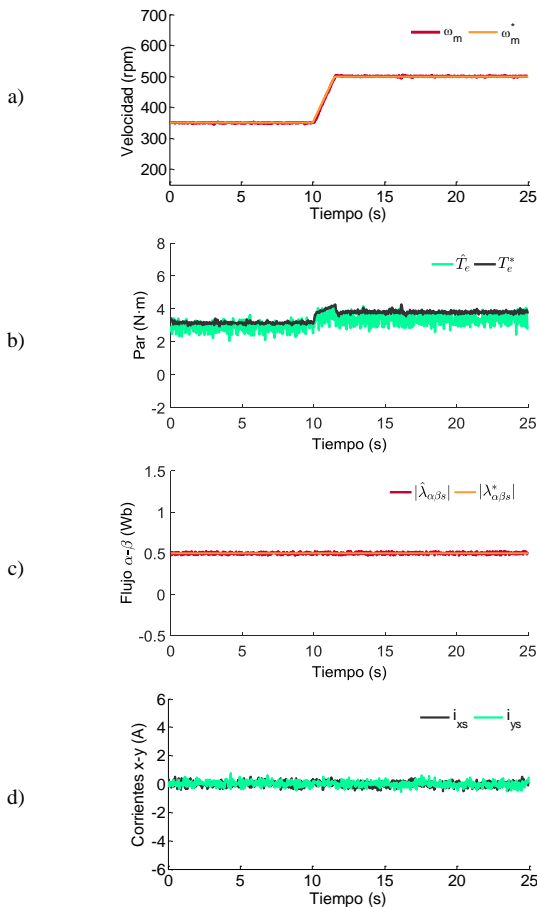


Figura 7: Test 2 ensayo dinámico de velocidad con DTC basado en VVs. De arriba a abajo: a) velocidad mecánica, b) par electromagnético, c) módulo del flujo α - β del estator y d) corrientes x-y.

Por último, un test con variación de par y velocidad constante es realizado en la Figura 8. En $t=9,6s$ se impone un escalón en el par de carga, que implica unos valores del par de referencia de 2,75 y 1,75 Nm antes y después del mismo (ver Figura 8b). A pesar de la repentina variación del par de carga, el control de la velocidad sólo se ve afectado ligeramente durante una breve fracción de tiempo, tal y como se muestra en la Figura 8a. La regulación del flujo magnético no se ve afectada por la variación del par de carga, validando de esta manera la regulación independiente de estas dos variables de control, tal y como reflejan las Figuras 8b y 8c. Por otro lado, cuando se reduce el par de carga, también lo hace la amplitud de las corrientes α - β encargadas de su producción (ver Figura 8f) y, por lo tanto, también lo hacen las corrientes de fase (ver Figura 8e). Mientras, las corrientes x-y permanecen constantes con un valor prácticamente nulo gracias a la aplicación de los VVs implementados en el esquema de control directo de par.

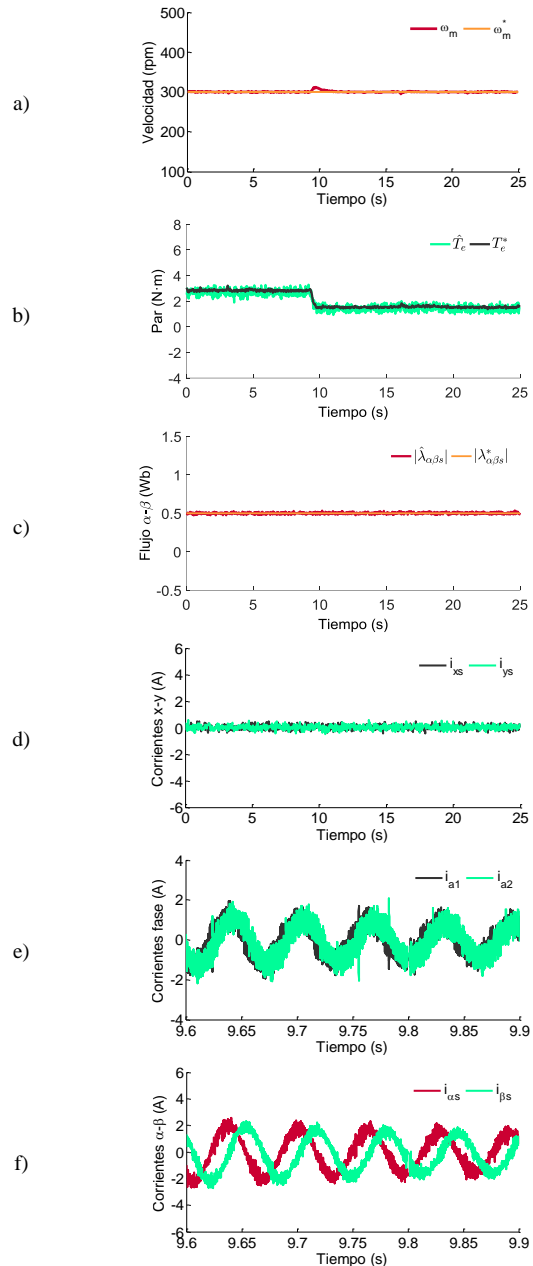


Figura 8: Test 3 ensayo dinámico de par con velocidad constante para DTC basado en VVs. De arriba a abajo: a) velocidad mecánica, b) par electromagnético, c) módulo del flujo α - β del estator, d) corrientes x-y, e) corrientes de las fases a_1 y a_2 y f) corrientes α - β .

En resumen, el control directo de par basado en vectores virtuales combina las ventajas del control directo de par (simplicidad, robustez y buena respuesta dinámica) y las de los sistemas multifásicos. La bondad del método ha quedado validada en esta sección con la obtención de resultados experimentales de tres test experimentales estándares, en los cuales el esquema de control propuesto ha presentado un comportamiento satisfactorio.

5. Conclusiones

Los sistemas multifásicos se presentan como una alternativa atractiva en aquellas aplicaciones industriales que requieren unas prestaciones que no pueden ser proporcionadas por los sistemas trifásicos convencionales. Por ello, el desarrollo de esquemas de control para este tipo de sistemas es un tema de investigación recurrente en los últimos años. La implementación de uno de los métodos estándares trifásicos como es el control directo de par para sistemas multifásicos de seis fases basado en vectores virtuales ha sido analizada y validada de manera satisfactoria en este trabajo. Las prestaciones del método han sido probadas con una serie de test experimentales. La implementación de los vectores virtuales se ha presentado como una solución real al problema de la minimización de las componentes x - y en el control directo de par en uno de los sistemas multifásicos con mejores visos de implantación industrial.

Referencias

- Abdel-Khalik, A.S., Masoud, M.I. y Williams, B.W. 2012. Improved flux pattern with third harmonic injection for multiphase induction machines. *IEEE Transactions on Power Electronics* 27, No. 3, 1563-1578.
- Abdel-Khalik, A.S., Masoud, M.I. y Williams, B.W. 2012. Vector controlled multiphase induction machine: harmonic injection using optimized constant gains. *Electric Power Systems Research* 89, 116-128.
- Alcharea, R., Kianinezhad, R., Nahid-Mobarakeh, B., Betin, F. y Capolino, G.A. 2008. Direct torque control for six-phase symmetrical induction machines. 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics.
- Arahal, M.R. y Durán, M.J. 2009. PI tuning of five-phase drives with third harmonic injection. *Control Engineering Practice* 17, 787-797.
- Arnanz, R., García, F.J. y 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. y 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.
- Benatmane, M. y McCoy, T. 1998. Development of a 19 MW PWM converter for U.S. Navy surface ships. *Proc. Int. Conf. ELECSHIP, Istanbul, Turkey*, 109-113.
- Bermúdez, M., González-Prieto, I., Barrero, F., Guzmán, H., Durán, M.J. y Kestelyn, X. 2017. Open-phase fault-tolerant direct torque control technique for five-phase induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64, No. 2, 902-911.
- Bojoi, R., Levi, E., Farina, F., Tenconi, A. y Proumo, F. 2006. Dual three-phase induction motor drive with digital current control in the stationary reference frame. *IEEE Proceedings Electric Power Applications* 153, No. 1, 29-139.
- Che, H.S., Levi, E., Jones, M., Hew, W.P. y Rahim, N.A. 2014a. Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics* 29, No. 1, 407-417.
- Che, H.S., Levi, E., Jones, M., Durán, M.J., Hew, W.P. y Rahim, N.A. 2014b. 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.J., Levi, E., Jones, M., Hew, W.P. y 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*, 1131-1138.
- Cortés, P., Kazmierkowski, M.P., Kennel, R.M., Quevedo, D.E. y Rodríguez, J. 2008. Predictive control in power electronics and drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55, No. 12, 4312-4324.
- Durán, M.J., Riveros, J.A., Barrero, F., Guzmán, H. y 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.
- 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.
- Ferreira, C.L. y Bucknall, R.W.G. 2004. Modelling and real-time simulation of an advanced marine full-electrical propulsion system. *Proc. IEEE PEMD Conference, Edinburgh, U.K.*, 2, No. 498, 574-579.
- Gamesa Technological Corporation S.A., 2016. Gamesa 5.0 MW. Recuperado de: <http://www.gamesacorp.com/recursos/doc/productos-servicios/aerogeneradores/catalogo-g10x-45mw.pdf>
- Gao, L., Fletcher, J.E. y 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, O., Rodas, J., Ayala, M., Gregor, R., Rivera, M., Durán, M. y González-Prieto, I. 2016. Predictive current control with kalman filter observer for a five-phase induction machine operating at fixed switching frequency.
- González-Prieto, I., Durán, M.J., Barrero, F., Bermúdez, M. y Guzmán, H. 2017. 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. y Barrero, F. 2016. 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-Prieto, I., Durán, M.J. y Barrero, F. 2016. Fault-tolerant control of six-phase induction motor drives with variable current injection. *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- Gregor, R., Rodas, J., Gregor, D. y Barrero, F. 2015. Reduced-order observer analysis in MBPC techniques applied to the six-phase induction motor drives. *INTECH Open Science*.
- Guzmán, H., Durán, M.J. y Barrero, F. 2012. A comprehensive fault analysis of a five-phase induction motor drive with an open phase. 15th International Power Electronics and Motion Control Conference, LS5b.3-1 – LS5b.3-6.
- Guzmán, H., Durán, M.J., Barrero, F., Bogado, B. y Toral, S. 2014. 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., Zarri, L., Bogado, B., González-Prieto, I. y Arahal, M.R. 2016. 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.
- Hodge, C., Williamson, S. y Smith, A.C. 2002. Direct drive marine propulsion motors. *Proc. Int. Conf. Electrical Machines (ICEM)*, Bruges, Belgium, CD-ROM, Paper 807.
- Jones, M., Slobodan, N., Vukosavic, S., Dujic, D. y Levi, E. 2009. A synchronous current control scheme for multiphase induction motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion* 24, No. 4, 860-868.
- Jung, E., Yoo, H., Sul, S., Choi, H. y Choi, Y. 2012. A nine-phase permanent-magnet motor drive system for an ultrahigh-speed elevator. *IEEE Transactions on Industrial Applications* 48, No. 3, 987-995.
- Khan, M.R., Iqbal, A. y Ahmad, M. 2008. MRAS-based sensorless control of a vector controlled five-phase induction motor drive. *Electric Power Systems Research* 78, 1311-1321.
- Kianinezhad, R., Nahid, B., Betin, F. y Capolino, G.A. 2006. A novel direct torque control (DTC) method for dual three phase induction motors. *IEEE International Conference on Industrial Technology*.
- Kianinezhad, R., Alcharea, R., Nahid, B., Betin, F. y Capolino, G.A. 2008. A novel direct torque control (DTC) for six-phase induction motors with common neutrals. *IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*.
- Kouro, S., Cortés, P., Vargas, R., Ammann, U. y Rodríguez, J. 2009. Model predictive control – a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56, No. 6, 1826-1838.
- 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.
- Libo, Z., Fletcher, J.E., Williams, B.W. y Xiangning, H. 2008. Dual-plane vector control of a five-phase induction machine for an improved flux

- pattern. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55, No. 5, 1996-2005.
- Lu, S. y Corzine, K. 2005. Multilevel multi-phase propulsion drives. *Proc. IEEE ESTS*, Philadelphia, PA, 363-370.
- Martín, C., Arahal, M.R., Barrero, F. y 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. y Benatmane, M. 1998. The all-electric warship: An overview of the U.S. Navy's integrated power system development programme. *Proc. Int. Conf. ELECSHIP*, Istanbul, Turkey, 1-4.
- Mengoni, M., Zarri, L., Tani, A., Parsa, L., Serra, G. y Casadei, D. 2015. High-torque density control of multiphase induction motor drives operating over a wide speed range. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62, No. 2, 814-825.
- Munim, W.N.W.A., Durán, M.J., Che, H.S., Bermúdez, M. y González-Prieto, I. 2016. A unified analysis of the fault tolerance capability in six-phase induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PP.
- Pandit, J.K., Aware, M.V., Nemade, R.V. y Levi, E. 2017. Direct torque control scheme for a six-phase induction motor with reduced torque ripple. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 32, No. 9, 7118-7129.
- Ren, Y. y Zhu, Z.Q. 2015a. Enhancement of steady-state performance in direct-torque-controlled dual three-phase permanent-magnet synchronous machine drives with modified switching table. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62, No. 6, 3338-3350.
- Ren, Y. y Zhu, Z.Q. 2015b. Reduction of both harmonic current and torque ripple for dual three-phase permanent-magnet synchronous machine using modified switching-table-based direct torque control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62, No. 11, 6671-6683.
- Ríos-García, N., Durán, M.J., González-Prieto, I., Martín, C. y Barrero, F. 2017. An open-phase fault detection method for six-phase induction motor drives. *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*.
- Riveros, A., Yepes, A.G., Barrero, F., Doval-Gandoy, J., Bogado, B., López, O., Jones, M. y Levi, E. parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings—Part 2: time-domain techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion* 27, No. 4, 1067-1077, 2012.
- Simoes, M.G. y 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.
- Singh, G.K., Nam, K. y Lim, S.K. 2005. A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 52, No. 4, 1177-1184.
- 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. y Robey, H.N. Jr. 1997. Control of a 15-phase induction motor drive system. *Proc. Naval Symp. Electr. Mach.*, Newport, RI, 69-75.
- Taheri, A. 2016. Harmonic reduction of direct torque control of six-phase induction motor. *ISA Transactions* 63, 299-314.
- Tani, A., Mengoni, M., Zarri, L., Serra, G. y Casadei, D. 2012. 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. y Noy, P. 2004. Multiphase induction motor sensorless control for electric ship propulsion. *Proc. IEEE PEMD Conference*, Edinburgh, U.K., 2, No. 498, 556-561.
- Vukosavic, S., Jones, M., Levi, E. y Varga, J. 2005. Rotor flux oriented control of a symmetrical six-phase induction machine. *Electric Power Systes Research* 75, No. 2/3, 142-152.
- Yaramasu, V., Dekka, A., Durán, M.J., Kouro, S. y Wu, B. 2017. PMSG-based wind energy conversion systems: survey on power converters and control. *IET Electric Power Applications*.
- Yepes, A.G., Malvar, J., Vidal, A., López, O. y Doval-Gandoy, J. 2015. Current harmonic compensation based on multiresonant control in synchronous frame for symmetrical n-phase machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62, No. 5, 2708-2720.
- Zhao, Y. 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. y 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.