

## Control predictivo polifásico mediante dos constelaciones de vectores virtuales de tensión

Manuel G. Satué<sup>a, \*</sup>, Manuel R. Arahál<sup>a</sup>, Daniel R. Ramírez<sup>a</sup>, Federico Barrero<sup>b</sup>

<sup>a</sup>Dpto. Ingeniería de Sistemas y Automática, U. Sevilla, 41092 España.

<sup>b</sup>Dpto. Ingeniería Electrónica, U. Sevilla, 41092 España.

**To cite this article:** Satué, M. G., Arahál, M. R., Ramírez, D. R., Barrero F. 2023. Multi-phase predictive control using two virtual-voltage-vector constellations. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial* 20, 347-354. <https://doi.org/10.4995/riai.2023.19205>

### Resumen

En el campo de los accionamientos eléctricos de velocidad variable ha aparecido recientemente el método predictivo basado en vectores virtuales de tensión. Este método permite reducir la contribución del voltaje en el subespacio x-y, en el cual no se produce par, sino pérdidas. De este modo no sólo se limitan las pérdidas sino que se reduce la complejidad de sintonía del controlador predictivo. Los vectores virtuales de tensión se obtienen mediante combinación de vectores de tensión pertenecientes a distintas coronas pequeña, media y grande además de los vectores nulos. En una aplicación típica se elige en primer lugar la(s) corona(s) a usar y después se desarrollan los vectores virtuales. El controlador predictivo usa en cada periodo de muestreo el vector virtual más adecuado. En este trabajo se propone el uso de varios conjuntos de vectores virtuales provenientes de diferentes combinaciones de coronas. Para cada punto de operación del accionamiento eléctrico se utiliza el conjunto que proporciona mejores valores de cierto criterio de bondad. El método propuesto es validado experimentalmente usando una máquina de inducción de seis fases.

*Palabras clave:* Máquinas de inducción, sistemas polifásicos, mapa de rendimiento, control predictivo, vectores virtuales de tensión

### Multi-phase predictive control using two virtual-voltage-vector Constellations

#### Abstract

In the field of variable speed electric drives, the predictive method based on virtual voltage vectors has recently appeared. This method allows to reduce the voltage contribution in the x-y subspace, in which no torque is produced, but losses. This not only limits the losses but also reduces the tuning complexity of the predictive controller. The virtual voltage vectors are obtained by combining tension vectors belonging to different small, medium and large crowns in addition to the null vectors. In a typical application, first the crown(s) to be used are chosen and then the virtual vectors are developed. The predictive controller uses in each sampling period the most suitable virtual vector. In this work we propose the use of several sets of virtual vectors coming from different combinations of crowns. For each operating point of the electric drive, the set that provides the best values of a certain goodness criterion is used. The proposed method is experimentally validated using a six-phase induction machine.

*Keywords:* Induction machines, multi-phase systems, performance maps, predictive control, virtual-voltage-vectors

## 1. Introducción

Los convertidores de potencia se han usado tradicionalmente mediante bloques moduladores usando la técnica de la Modulación por Ancho de Pulso (MAP) u otras similares. En cambio, el Control Digital Directo Basado en Modelo (CDDDBM)

no precisa de modulación (Duran et al., 2022). Esta idea fue propuesta en los años 1980 para máquinas trifásicas (Holtz y Stadtfeld, 1983) y más recientemente para máquinas polifásicas (Satué et al., 2023).

Entre las ventajas del CDDDBM se cita un incremento del ancho de banda en el control (Lim et al., 2022; Gonzalez-Prieto

\*Autor para correspondencia: mgarrido16@us.es

et al., 2022). Además, dado que la formulación empleada utiliza la minimización de una Función de Coste (FC), es posible atender a varios criterios de funcionamiento, incluyendo restricciones y efectos no lineales (Ben Slimene y Khlifi, 2022). El CDDBM ha sido aplicado al control de corriente (Kali et al., 2023), control directo de par (Wei et al., 2022) y control de velocidad (Preindl y Bolognani, 2013). En el caso particular de sistemas polifásicos, el control predictivo de corriente es la variante más usada (Arahal et al., 2022; Bermúdez et al., 2020).

En este contexto, se ha propuesto el uso de Vectores Virtuales de Tensión (VVT) para sustituir a los vectores que el convertidor de potencia puede producir. Por ejemplo, un convertidor de seis fases puede albergar  $2^6 = 64$  estados que producen 49 voltajes diferentes. Estos vectores primarios de tensión (VPT) se distribuyen en capas o coronas como se muestra en la Figura 1. El método de los VVT combina, dentro de un mismo periodo de muestreo, la aplicación de varios vectores primarios. La combinación se realiza de modo que las componentes  $x - y$  tienen media nula. Por ejemplo, tomando un vector de la corona MG (mediana-grande) que actúa durante un tiempo  $T_1 = 0,73 \times T_m$  (siendo  $T_m$  el periodo de muestreo) y un vector de la corona G (grande) que actúa durante el tiempo  $T_2 = 0,27 \times T_m$  se obtiene un VVT que contribuye a la producción de par, pero que, en media, tiene contribución nula en el plano de pérdidas (Gonzalez-Prieto et al., 2017). Los VVT se han usado con máquinas de distintos tipos y fases (Xue et al., 2017; Garcia-Entrambasaguas et al., 2019; Entrambasaguas et al., 2018); además, se han propuesto variantes como las que se comentan a continuación.

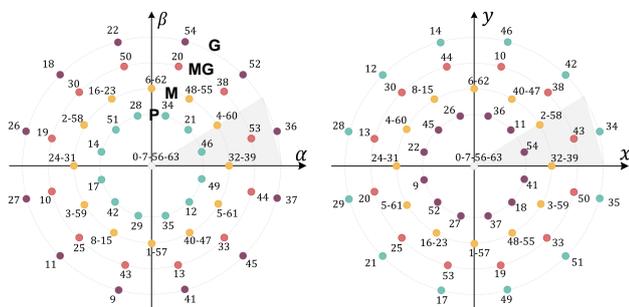


Figura 1: Vectores de voltaje (enumerados del 0 al 63) para un convertidor de seis fases. Los ejes de la izquierda representan el plano  $\alpha - \beta$  y los de la derecha el plano  $x - y$ . Se indican las coronas P, M, MG y G en el plano  $\alpha - \beta$ .

En el trabajo de (Gonçalves et al., 2019) se presenta un control bi-espacio con dos grupos de VVT, uno para la regulación de la componente fundamental y el otro para las componentes  $x - y$ . En (Wang et al., 2022), se utiliza la generación de VVT no restringida a constelaciones, para un motor de nueve fases. En (Mwasilu et al., 2017) se considera la pata del inversor que lleva la mayor corriente. Mediante un modelo predictivo y función de coste se deriva la acción de control considerando solamente dos VPT. De este modo se busca reducir el número de conmutaciones y el coste computacional. En (Luo y Liu, 2018) se consideran VVT de dos magnitudes distintas. Mediante una tabla se excluyen ciertas combinaciones proporcionando una reducción en el tiempo de cálculo. Además se evita la sintonía de la

función de coste. Un enfoque parecido es usado en (Luo y Liu, 2019) donde se usa una función de coste de dimensión reducida.

En este trabajo la función de coste considera el error de seguimiento y la frecuencia de conmutación, por lo que se necesita sintonía. En este sentido se ha de recordar que las aplicaciones de CDDBM han de conformarse con una solución de compromiso entre objetivos contradictorios (Elmorshedy et al., 2021). Esta situación emana de la minimización de la función de coste. Dicha minimización se lleva a cabo en cada instante de muestreo y produce un cierto comportamiento del sistema eléctrico, caracterizado por seguimiento de corrientes, frecuencia de conmutación, y otras variables. En particular los autores han mostrado en (Arahal et al., 2021) que el error de seguimiento en  $x - y$ , el error en  $\alpha - \beta$  y la frecuencia media de conmutación están relacionadas por una superficie Titeica. Esto conlleva que la sintonía no pueda mejorar simultáneamente estas tres variables. Así, si se intenta disminuir la frecuencia media de conmutación será inevitable un deterioro en el seguimiento en  $x - y$ , o en  $\alpha - \beta$  o en ambos. La sintonía de CDDBM se ha llevado a cabo seleccionando unos parámetros que sirven como pesos de ponderación (PP) para los distintos términos cuadráticos que aparecen en la función de coste. Lo más habitual es considerar unos valores fijos para los PP. Esos valores se obtienen por simulación o mediante experimentación para conseguir un comportamiento más o menos adecuado en todo el intervalo de operación del accionamiento (Lim et al., 2014; Shawier et al., 2021). Para ello se manejan ciertos indicadores de bondad. En este trabajo se busca como objetivo la minimización del error de seguimiento de corriente en ejes  $\alpha - \beta$  manteniendo la frecuencia de conmutación bajo límites. Esta elección es relevante pues lleva a una reducción de pérdidas por conmutación. Por otro lado, las pérdidas en el cobre debida al contenido en ejes  $x - y$  son mantenidas en un nivel bajo gracias a la aplicación de VVT. Estas consideraciones son importantes por la relevancia de la eficiencia energética y por la dificultad de modelado de todas las posibles pérdidas (Tawfiq et al., 2022).

Hay otras líneas de trabajo abiertas en relación con los aspectos citados. Por ejemplo, en (Mamdouh y Abido, 2022) se consideran cuatro candidatos VPT usando una tabla y la señal de control aplicada en el periodo anterior. De este modo se busca minimizar el número de conmutaciones en el convertidor. En (Serra y Cardoso, 2022) se propone eliminar los PP simplificando el diseño al tiempo que se alivia la carga computacional.

El presente trabajo propone el uso de superficies de los indicadores de bondad (SIB) en el intervalo de operación del accionamiento. Este análisis SIB es llevado a cabo para el caso particular de un motor de seis fases. Se van a considerar dos constelaciones: la habitual formada por vectores MG+G y la formada por los VPT pequeños y medios P+M. Además, se usan las ideas de (Arahal et al., 2019) para considerar todas las posibles sintonías de la FC para cada punto de operación dado por una cierta velocidad y una cierta carga del motor.

Las contribuciones del presente trabajo son las siguientes: en primer lugar se propone el uso de dos constelaciones de vectores virtuales de tensión en lugar de sólo una. En segundo lugar se hace uso de superficies de los criterios de bondad para analizar cada constelación. En tercer lugar se hace uso del concepto de controlador local para extenderlo a constelación local, de forma que cada punto de operación del accionamiento es manejado

por la constelación más adecuada. Además, la sintonía del controlador predictivo también se considera localmente, de forma que para cada punto de operación se usan los pesos de ponderación más adecuados. El método propuesto se pone a prueba en el control de un motor de inducción de seis fases mediante ensayos de laboratorio. Se mostrará que los resultados obtenidos para cada constelación pueden ser mejorados usando en cada punto de operación la constelación más adecuada. Se mostrará también que la carga de cálculo extra es despreciable.

En el apartado siguiente se presenta el esquema de CDDBM mediante VVT para un motor de inducción de seis fases. En la sección 3 se presentan las SIB para las dos constelaciones de VVT consideradas. De dichas SIB se obtendrá la tabla para combinar las dos constelaciones en el controlador propuesto en la sección 4. Finalmente, en la sección 5 se mostrarán los resultados experimentales obtenidos para el método propuesto.

## 2. Control Polifásico con VVT

En la Figura 2 se presenta el diagrama del control predictivo de una máquina de seis fases mediante VVT considerando una sola constelación. Existe un bucle de control externo que se ocupa del seguimiento de velocidad y otro interno que tiene como objetivo la producción de corrientes de estátor. La referencia para las corrientes de estátor viene dada por el PI de control de velocidad usando los ejes  $d - q$ . Posteriormente se usa la transformación de Park para obtener valores en el plano  $\alpha - \beta$  que es el plano donde se produce el par motor. La matriz de transformación es:

$$D = \begin{pmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{pmatrix} \quad (1)$$

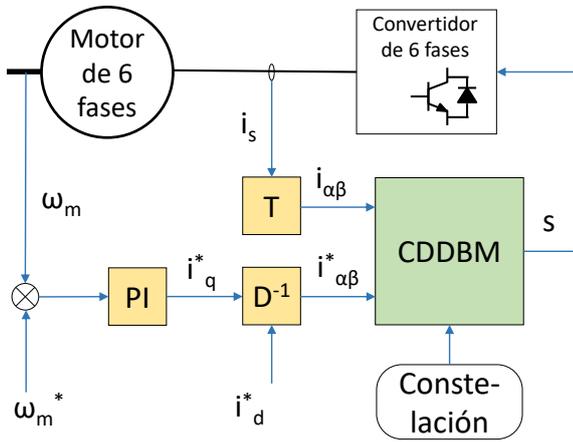


Figura 2: Diagrama del CDDBM para un motor de seis fases.

Las corrientes de fase  $i_s = (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{sd}, i_{se}, i_{sf})$  se miden con sensores y se convierten a ejes  $\alpha - \beta$  mediante la transformación de Clarke invariante en potencia, dada por

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

El controlador predictivo compara la referencia  $i_{\alpha-\beta}^*$  con el valor medido  $i_{\alpha-\beta}$  y decide cuál de los VVT se debe aplicar

en el siguiente periodo de muestreo. Habitualmente se obtiene  $VVT^{opt}(k + 1)$  mediante minimización de la función de coste. Esta minimización se realiza de forma combinatoria calculando los errores predichos para  $k + 2$  para cada posible VVT. Los errores se predicen usando un modelo del sistema que incluye el convertidor de potencia y la máquina eléctrica. Dicho modelo se puede expresar en espacio de estados, siendo el vector de estado  $i_s = (i_\alpha, i_\beta)^T$ . Aplicando discretización temporal a las ecuaciones de tiempo continuo (Preindl y Bolognani, 2013) se obtiene

$$\hat{i}_s(k + 2) = A i(k) + B_1 u(k) + B_2 u(k + 1) + G(k) \quad (3)$$

La acción de control  $u$  es el voltaje que el convertidor proporciona para los ejes  $\alpha - \beta$ . El vector  $G$  toma en consideración el efecto de las corrientes del rotor, que usualmente no pueden medirse. En el instante discreto  $k$  el controlador ha de decidir el voltaje a aplicar en  $k + 1$  minimizando la función de coste  $J$  que tiene en cuenta los errores de control predichos para  $k + 2$  y que puede albergar otros términos (Camacho y Bordons, 2013). Los errores de control predichos son  $\hat{e} = (i_s^*(k + 2) - \hat{i}_s(k + 2))$ . Entre otros posibles términos, la función de coste en CDDBM a menudo incluye una penalización al número de conmutaciones en el convertidor al pasar de  $u(k)$  a  $u(k + 1)$ . Este número  $SC$  se puede calcular como

$$SC(k) = \sum_{i=1}^6 |S_i(k + 1) - S_i(k)|, \quad (4)$$

siendo  $S_i$  el estado del conmutador  $i$ -ésimo del convertidor. Se considera que el estado del convertidor es  $S$ , un vector de ceros y unos que indican la posición de cada uno de los 6 interruptores de que consta. Teniendo esto en cuenta la función de coste puede expresarse del siguiente modo

$$J(k + 2) = \|\hat{e}_{\alpha\beta}(k + 2)\|^2 + \lambda_{sc} SC(k + 2), \quad (5)$$

siendo  $\lambda_{sc}$  un factor o peso de ponderación (PP).

Este esquema de control puede usarse bien con VPT o extenderse al caso de VVT con algunos retoques. En la Figura 1 se muestran los VPT numerados de 0 a 63 en los planos  $\alpha - \beta$  y  $x - y$ . En cada plano es posible distinguir cuatro coronas. Usualmente se toma el plano  $\alpha - \beta$  como referencia para diferenciar las coronas. La de menor amplitud es la corona pequeña (P) que incluye los VPT con identificadores 35, 12, 49, 46, 21, 34, 28, 51, 14, 17, 42 y 29. Después viene la corona media (M), la corona media-grande (MG) y la corona grande (G). Existen además cuatro VPT que producen voltaje nulo en ambos planos, con indicadores 0, 7, 56 y 63.

La idea de los VVT es combinar dentro de un mismo periodo de muestreo dos o más VPT de forma que la contribución en ejes  $x - y$  sea nula. Por ejemplo tomando un VPT de MG aplicado durante  $0,73 \times T_m$  y un VPT de G aplicado durante  $0,27 \times T_m$ . De este modo se tiene que, en media, el voltaje de ejes  $xy$  es nulo mientras que el voltaje medio en ejes  $\alpha - \beta$  no lo es. Los factores dependen del número de fases de la máquina, siendo los valores 0,73, 0,27 los adecuados para seis fases. De este modo se consigue una constelación que contiene 12 VVT. A esta constelación se le suele añadir un VPT nulo. De este modo se obtiene la constelación usualmente llamada MG+G que

consta de 13 elementos. En lo que sigue, el número de elementos (número de VVT) se denotará como  $N_v$ .

En este trabajo se considera también la constelación P+MG en la cual los VVT se obtienen aplicando un VPT de P durante  $0,42 \times T_m$  más un VPT de MG durante el resto del periodo. Añadiendo un VPT nulo se llega a un total de  $N_v = 13$  elementos para la constelación P+MG.

Es interesante observar que, la constelación MG+G proporciona voltajes de mayor módulo en el plano  $\alpha - \beta$  que la constelación P+MG. Por tanto cabe esperar que en puntos de operación donde  $i^*$  tenga mayor módulo la constelación MG+G sea más apropiada mientras que en situaciones de baja velocidad y/o carga la constelación P+MG puede dar mejores resultados. Una posibilidad para lidiar con esta situación es utilizar la constelación unión de MG+G y P+MG que tiene  $N_v = 25$  elementos diferentes.

El problema es que la fase de optimización del CDDDBM requiere el cálculo de la función de coste para cada posible acción de control. Esto resulta en un aumento del tiempo de cálculo que ha de trasladarse a un aumento del periodo de muestreo. A priori no está claro si el mayor número de combinaciones usando  $N_v = 25$  compensa un aumento del tiempo de muestreo, ni tampoco si esa compensación se produce en todos los puntos de operación. Para responder a estas cuestiones se van a usar las SIB.

En la Tabla 1 se resumen los datos de las constelaciones que se consideran en este trabajo y que se han indicado más arriba. Los tiempos de muestreo están calculados para el equipo experimental disponible que se detalla a continuación.

Tabla 1: Constelaciones de VVT

Const.	P	MG	G	$N_v$	$T_m$ ( $\mu s$ )
$C_1 = MG + G$		✓	✓	13	36
$C_2 = P + MG$	✓	✓		13	36
$C_3 = C_1 \cup C_2$	✓	✓	✓	25	51

Tabla 2: Parámetros de la bancada.

$V_{DC}$	200	(V)	$n_m$	1000	(rpm)
$R_s$	4.2	( $\Omega$ )	$R_r$	2	( $\Omega$ )
$L_m$	420	(mH)	$L_{ls}$	1.5	(mH)
$L_{lr}$	55	(mH)			

### 2.1. Bancada de ensayos experimentales

Se va a usar una bancada de ensayos experimentales consistente en un motor de inducción de seis fases con los parámetros de la Tabla 2. Además se usan dos convertidores de potencia Semikron SKS22F, un procesador digital de señal (DSP) TMS320F28335, sensores de corrientes LEMLAH25-NP y un codificador angular GHM510296R/2500 para la medida de velocidad. El motor acepta un par de carga externo proporcionado por un motor de corriente continua acoplado al eje. La Figura 3 muestra un diagrama de la bancada.

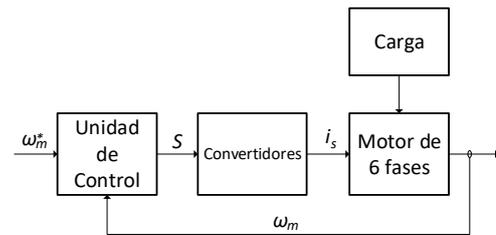


Figura 3: Diagrama de bloques de la bancada de ensayos experimentales.

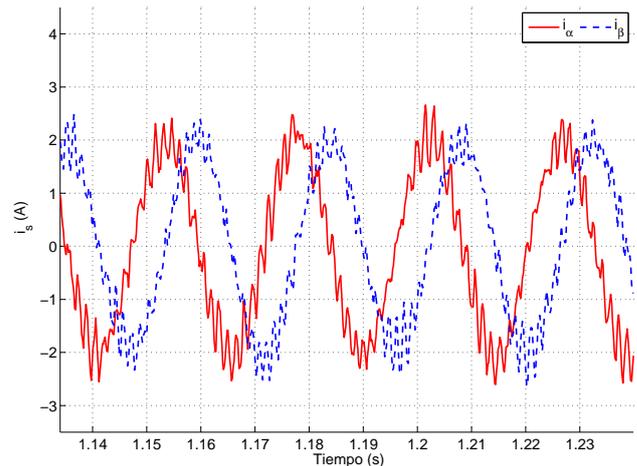


Figura 4: Evolución temporal de  $i_{s\alpha}$  e  $i_{s\beta}$  obtenidas en la bancada experimental para un punto de operación.

Para obtener el modelo predictivo de la ecuación (3) se identifican los parámetros del motor usando ensayos como se indica en (Riveros et al., 2012). Además, se ha ensayado la técnica CDDDBM con VVT usando diferentes sintonías del controlador (valores del PP de la función de coste). A modo de ejemplo la Figura 4 presenta la evolución temporal de la señal de control  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$  usando la constelación C1 y con  $\lambda_{sc} = 0$ .

Para obtener los indicadores de bondad se usa simulación del sistema en bucle cerrado. Para ello se han usado las funciones para ecuaciones diferenciales de MATLAB (R2017a) para las partes de tiempo continuo y programas ad hoc para la parte de tiempo discreto teniendo en cuenta el tiempo de cálculo necesario en el DSP para las posteriores pruebas con el sistema real (véase Tabla 1).

### 3. Superficies de Indicadores de Bondad

A fin de obtener las SIB se precisa: la definición del propio indicador y una partición del espacio de trabajo. En el caso de motores tiene sentido considerar como indicadores los errores de control de corriente:  $e_\alpha$ ,  $e_\beta$ ,  $e_x$ ,  $e_y$  y la frecuencia media de conmutación del convertidor  $f_{sw}$ . Comoquiera que los VVT proporcionan una contribución de media nula en el plano  $x - y$  se pueden obviar  $e_x$  y  $e_y$ . Por otro lado, al ser la referencia  $i^*$  senoidal, las componentes  $\alpha$  y  $\beta$  deberían ser similares por lo que basta con considerar sólo una de ellas (previa comprobación de la necesaria simetría en los resultados obtenidos). De este modo quedan  $e_\alpha$  y  $f_{sw}$  como indicadores. Estas cantidades se obtienen

promediando en el intervalo de instantes discretos ( $k_1, k_2$ ). De este modo se llega a la definición siguiente:

$$e_\alpha = \sqrt{\frac{1}{(k_2 - k_1 + 1)} \sum_{k=k_1}^{k_2} e_\alpha^2(k)} \quad (6)$$

$$f_{sw} = \frac{1/6}{T_m(k_2 - k_1 + 1)} \sum_{k=k_1}^{k_2} SC(k) \quad (7)$$

En cuanto a la partición del espacio de trabajo, la velocidad de giro y el par externo definen el punto de operación. Resulta sin embargo más claro trabajar con la amplitud de la señal de referencia  $I^*$  y la frecuencia eléctrica pues así se elimina el efecto del deslizamiento y además se barajan cantidades similares a  $e_\alpha$  y  $f_{sw}$ . De este modo se van a considerar los siguientes intervalos:  $I^* \in I_a = [0, \bar{A}]$ ,  $f_e \in I_f = [0, \bar{F}]$ , siendo  $\bar{A}$  la cota superior de las corrientes de estátor y  $\bar{F}$  la cota superior de las frecuencias eléctricas. El espacio de trabajo será por tanto el producto cartesiano  $\Omega = I_a \times I_f$ .

A modo de ejemplo se proporciona la SIB de la Figura 5 correspondiente al CDDDBM usando la constelación C1 para un valor de PP dado por  $\lambda_{sc} = 0,0035$ . En la representación se usa el color para mostrar el valor del indicador  $e_\alpha$  o  $f_{sw}$ . Puede verse que, para esta situación, el indicador  $e_\alpha$  empeora para bajas velocidades y cargas mientras que el indicador  $f_{sw}$  mejora. A altas velocidades y cargas la situación se invierte. Éste es un comportamiento típico de los controladores CDDDBM resultado de la interacción entre los VVT disponibles y las condiciones del punto de operación.

### 3.1. Sintonía Local

Una mejora propuesta para los CDDDBM es el uso de PP adaptados a cada punto de operación. En (Arahal et al., 2019) y (Arahal et al., 2021) los autores proponen dos vías para obtener estos PP adaptados. Téngase en cuenta que, en todo caso, la solución es un compromiso entre los indicadores pues habitualmente están en conflicto. A modo de ejemplo se puede ver en la Figura 5 que la relación entre valores de PP y puntos de operación no es lineal. Se ha usado un valor  $\lambda_{sc} = 0,0035$  para obtener un valor medio (media en los puntos de operación) de  $f_{sw}$  de 6kHz a efectos ilustrativos.

El ajuste de los PP a cada punto de operación considera que el convertidor tiene una limitación en la frecuencia de conmutación (caso habitual) que no debe superarse en ningún punto de operación; por tanto  $f_{sw} < U$  for all  $(I^*, f_e) \in \Omega$ . Además, se considera como objetivo un error de seguimiento pequeño, por lo que se busca minimizar  $e_\alpha$ . De este modo se puede expresar el problema de la sintonía local como

$$\begin{aligned} e_\alpha^o &= \min_{\lambda_{sc}} e_\alpha \\ \text{s.a. } & f_{sw} < U \end{aligned} \quad (8)$$

Con fines ilustrativos se proporciona la Figura 6 conteniendo la SIB para el caso de usar la ecuación (8) tomando  $U = 12$  (kHz). Comparando con el caso previamente mostrado en la Figura 5 se observa una reducción notable en  $e_\alpha$ . El valor de  $f_{sw}$  se ha incrementado, pero permanece bajo límites en todo caso.

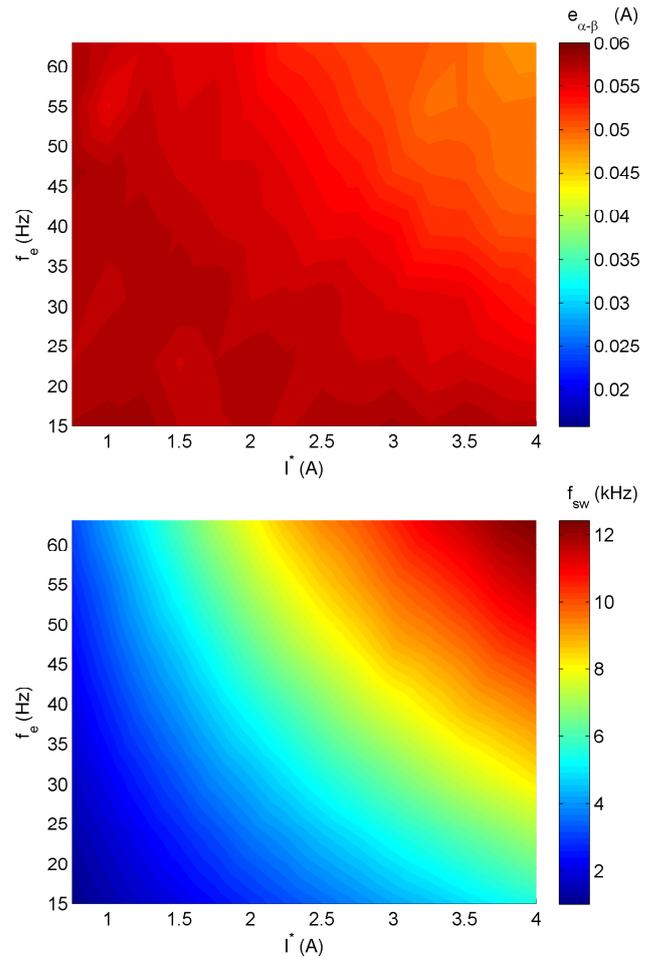


Figura 5: SIB para los indicadores  $e_\alpha$  (arriba) y  $f_{sw}$  (abajo) para la constelación C1 con  $\lambda_{sc} = 0,0035$ .

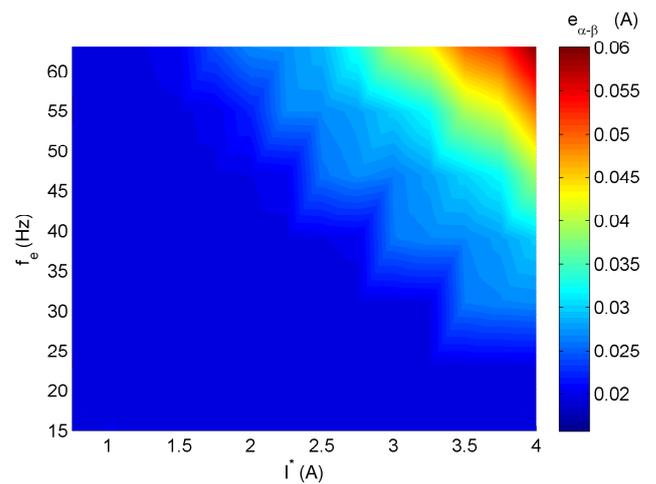


Figura 6: SIB del indicador  $e_\alpha$  para la constelación C1 con un valor óptimo para  $\lambda_{sc}$  ajustado a cada punto de operación.

El procedimiento de sintonía local se puede aplicar a cualquier constelación. Resulta interesante aplicarlo a la constelación C3, obteniéndose el resultado mostrado en la Figura 7. Dicho resultado es sorprendente por varios motivos. En primer lugar en la literatura se presta mucha atención a la constelación C1 y sin embargo C3 reduce  $e_\alpha$  en una región amplia del es-

pacio de trabajo. Por otra parte, dado que C3 incluye a C1 se podría pensar que C3 siempre tendrá mejores resultados. Sin embargo esto no ocurre. El motivo es que C3 necesita un tiempo de cálculo mayor por lo que ha de recurrir a mayores tiempos de muestreo.

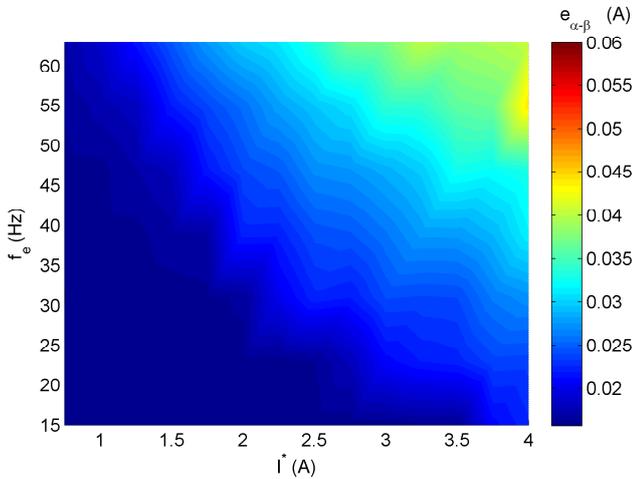


Figura 7: SIB del indicador  $e_\alpha$  para la constelación C3 con un valor óptimo para  $\lambda_{sc}$  ajustado a cada punto de operación.

4. CDDBM con dos constelaciones

Como extensión de los resultados mostrados en la sección anterior se indaga ahora en el uso de la constelación más adecuada a cada punto de operación.

Las SIB obtenidas en el punto anterior para C1 y C3 (figuras 6 y 7) permiten identificar los puntos de operación en los que C3 mejora los resultados de C1; es decir, los puntos donde  $e_\alpha(C_3) < e_\alpha(C_1)$ . Esta región será designada como  $\Omega_2$ .

Nótese que esta región es un subconjunto de  $\Omega$  y por tanto está formada por pares  $(I^*, f_e)$ . A continuación se define la región para el presente caso, para ello se proporcionan las fronteras de la misma. Los límites de  $\Omega_2$  quedan definidos mediante dos segmentos rectos y dos trozos de hipérbola. El primer segmento recto es horizontal y queda definido matemáticamente mediante la expresión  $f_e = \bar{F}$ . Se trata por tanto de la cota superior en la variable  $f_e$ . El segundo segmento recto es vertical y se define matemáticamente mediante  $I^* = \bar{A}$ . Se trata por tanto de la cota superior en la variable  $I^*$ . La primera hipérbola corresponde a la curva inferior en la Figura 8 y queda definida mediante  $I^* \times f_e = 65$  (A/s). Esta hipérbola intersecciona con los segmentos rectos como puede verse en dicha figura. La segunda hipérbola corresponde a la curva superior en la Figura 8 y queda definida mediante  $I^* \times f_e = 180$  (A/s). Finalmente, la región  $\Omega_2$  corresponde al espacio interior a las fronteras previamente descritas.

Desde el punto de vista de la realización en tiempo real del algoritmo, es interesante indicar que, la pertenencia a  $\Omega_2$  requiere pocas operaciones. Ha de tenerse en cuenta que siempre se cumple que  $f_e \leq \bar{F}$  y  $I^* \leq \bar{A}$ . Por tanto, la pertenencia a la región  $\Omega_2$  queda garantizada comprobando únicamente que  $65 < I^* \times f_e < 180$ . Esto requiere un producto y dos comparaciones.

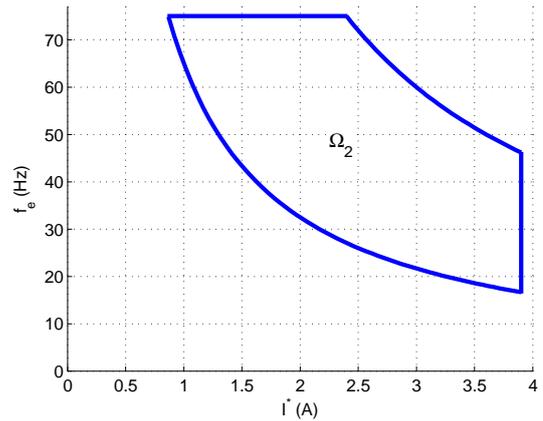


Figura 8: Región  $\Omega_2$  en el espacio de trabajo del motor.

El esquema para el controlador con dos constelaciones se muestra en la Figura 9. Se han resaltado los cambios respecto al esquema original del CDDBM (Figura 2). El bucle exterior es responsable del control de velocidad y opera en escalas de tiempo bastante mayores que las del bucle interior. En particular este bucle proporciona los valores  $I^*$  y  $f_e$ . Ahí es por tanto posible calcular  $I^* \times f_e$  y verificar si el punto de operación pertenece o no a  $\Omega_2$ . Esto indica cuál de las constelaciones han de usarse.

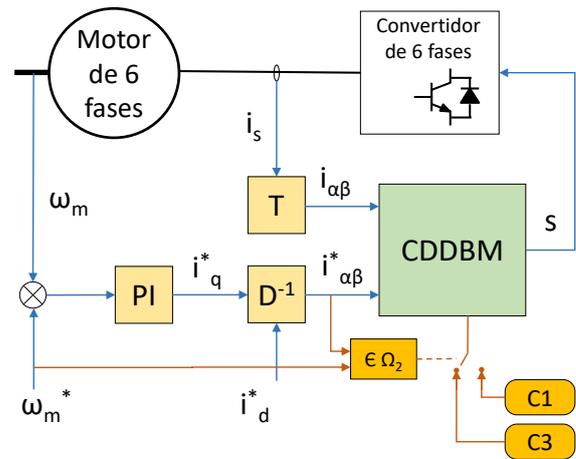


Figura 9: Diagrama del método propuesto para el CDDBM con dos constelaciones.

De nuevo, las SIB pueden usarse para comparar la propuesta con las técnicas previamente existentes. Utilizando en cada punto de operación la constelación más adecuada con el PP más apropiado se obtiene el resultado mostrado en la Figura 10. Puede verse que la propuesta proporciona mejores resultados que C1 y C3. En la Tabla 3 se comprueba que la propuesta conserva los puntos fuertes de C3 en lo tocante a valores extremos de  $e_\alpha$  con un valor medio reducido y manteniendo la frecuencia de conmutación bajo límites.

Finalmente se presentan los resultados del método propuesto para un punto de operación usando el método tradicional con la constelación C3 (Figura 11 arriba) y usando el método propuesto (Figura 11 abajo). Obsérvese que el resultado es contrario a la intuición (como se ha comentado en la introducción)

pues cabe suponer que C3 debe proporcionar siempre mejores resultados, especialmente en este caso en el que se ha elegido cuidadosamente la sintonía de la función de coste ajustando los PP al punto de operación. Sin embargo se observa un mejor seguimiento en la corrientes de estátor para el método propuesto pues en ese punto de operación la mejor opción no es usar C3.

Tabla 3: Resumen de resultados comparando diferentes constelaciones y sintonías.

	$e_{\alpha-\beta}$ (mA)			$f_{sw}$ (kHz)		
	mín.	med.	máx.	mín.	med.	máx.
C1	47.4	55.0	58.3	0.98	6.0	12.4
C1 (opt)	19.3	24.0	59.5	1.66	8.5	11.9
C3 (opt)	15.8	23.3	44.3	2.51	10.0	11.9
Propuesta	15.8	22.1	44.3	2.51	9.7	11.9

#### 4.1. Análisis de Inexactitud Paramétrica

La incertidumbre en el valor de los parámetros del sistema constituye un aspecto importante para los controladores basados en modelo. Para el caso del control predictivo de sistemas polifásicos, el problema ha sido analizado previamente introduciendo errores paramétricos y estudiando el deterioro en las prestaciones (Martín et al., 2017). Para evitar redundancias, este apartado presenta un análisis de inexactitud paramétrica para el caso de los parámetros más significativos.

En lo que sigue se supone que los parámetros nominales son los que se observan en la Tabla 2, mientras que los parámetros usados por el modelo contienen errores. Para cuantificar el error se usa una serie de variables  $\xi$  de forma que los parámetros del modelo se calculan como  $\hat{R}_s = \xi_1 R_s$ ,  $\hat{R}_r = \xi_2 R_r$ ,  $\hat{L}_{ls} = \xi_3 L_{ls}$ ,  $\hat{L}_{lr} = \xi_4 L_{lr}$ , y  $\hat{L}_M = \xi_5 L_M$ . Los valores  $\xi_i$  con  $i = 1, \dots, 5$  permiten considerar diversos casos de inexactitud. De este modo se obtiene la Tabla 4 en la cual el efecto de la inexactitud se presenta mediante un factor de degradación  $\delta$  definido como  $\delta = e_{\alpha-\beta}^d / e_{\alpha-\beta}^c$ . El superíndice  $c$  indica valor obtenido con parámetros correctos (es decir, con  $\xi_i = 1$  para todo  $i$ ), mientras que el superíndice  $d$  indica valor obtenido con parámetros distorsionados. Puede verse que el método propuesto no altera apreciablemente las características del método habitual en lo tocante a inexactitud paramétrica.

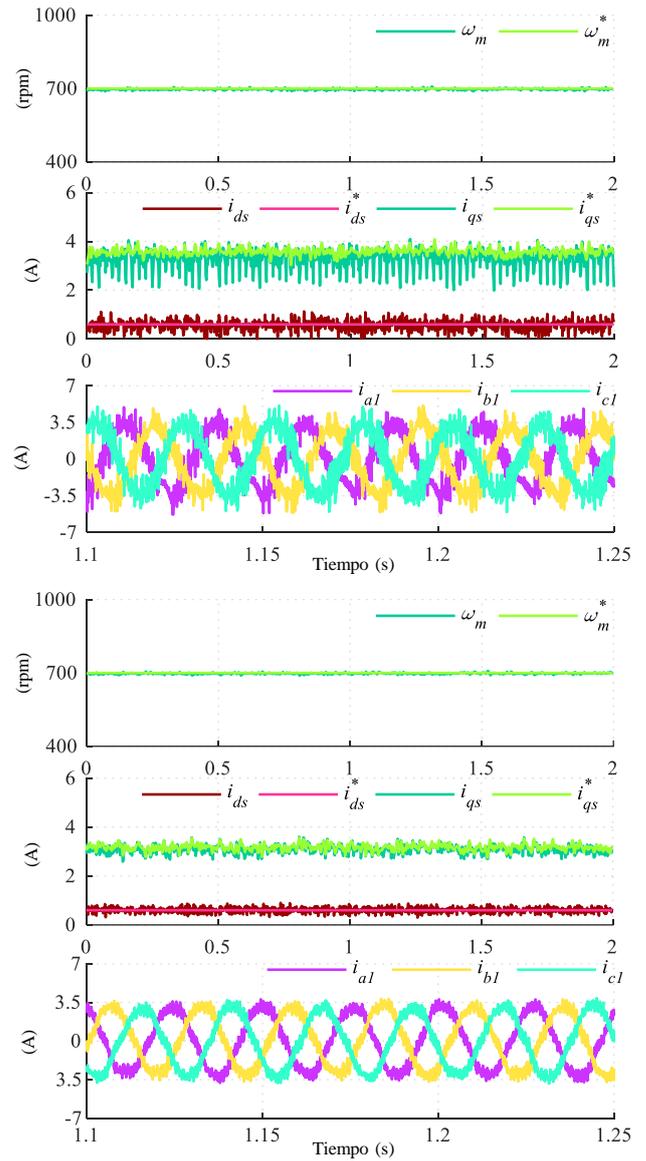


Figura 11: Evolución temporal de las variables controladas para un ensayo con el método tradicional (arriba) y con el método propuesto (abajo).

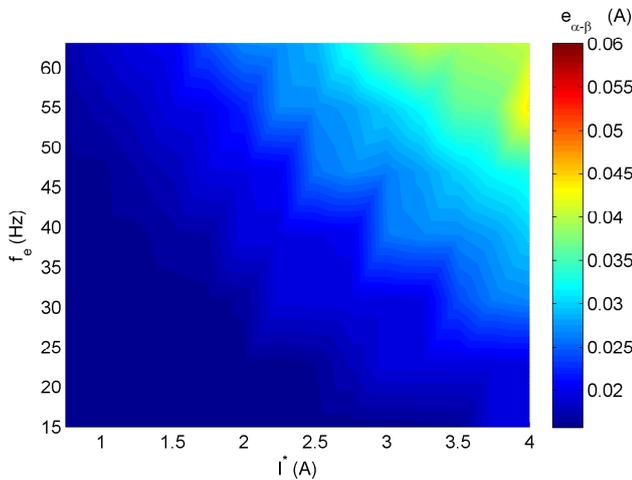


Figura 10: SIB del indicador  $e_{\alpha}$  para el método propuesto.

Tabla 4: Efecto de la Inexactitud Paramétrica.

Cambio	$\delta$	
	M. convencional	M. Propuesto
$\xi_1 = 0,5$	1.09	1.09
$\xi_1 = 2,0$	1.01	1.01
$\xi_2 = 0,5$	1.46	1.47
$\xi_2 = 2,0$	1.41	1.41
$\xi_3 = 0,5$	1.18	1.17
$\xi_3 = 2,0$	1.31	1.31
$\xi_4 = 0,5$	1.00	1.01
$\xi_4 = 2,0$	1.01	1.01
$\xi_5 = 0,5$	1.00	1.00
$\xi_5 = 2,0$	1.95	1.93

## 5. Conclusiones

Este trabajo abre una vía no explorada previamente para el control de máquinas eléctricas alimentadas por convertidores. Aunque los resultados se han basado en un motor de seis fases, el método es fácilmente adaptable a otro tipo de sistemas. Los resultados indican que la combinación de constelaciones de VVT proporciona ventajas para hacer frente a los requisitos de control de los accionamientos de velocidad variable. En dichos accionamientos la combinación de velocidad de giro y par de carga crean puntos de operación con requisitos muy diferentes, lo cual hace necesaria una mayor flexibilidad. Por otro lado la inclusión de todos los posibles vectores de tensión (primarios y virtuales) incrementa enormemente los requisitos de cálculo. Finalmente, este trabajo muestra que el uso de las superficies de indicadores de bondad tiene grandes posibilidades, a pesar de lo cual su uso en la literatura existente es muy reducido.

## Agradecimientos

Este trabajo es parte de los proyectos TED2021-129558B-C22 (financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación Agencia Estatal de Investigación de España MCIN/AEI/10.13039/501100011033 y también por Unión Europea NextGenerationEU/PRTR) y PID2021-125189OB-I00 (financiado por MCIN/AEI/10.13039/501100011033/FEDER, UE Ministerio de Ciencia e Innovación, Agencia Estatal de Investigación de España y el Fondo Europeo de Desarrollo Regional).

## Referencias

- Arahal, M. R., Barrero, F., Bermúdez, M., Satué, M. G., 2022. Predictive stator current control of a five-phase motor using a hybrid control set. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*.
- Arahal, M. R., Kowal, A., Barrero, F., Castilla, M. d. M., 2019. Optimización de funciones de coste para control predictivo de máquinas de inducción multifásicas. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial* 16 (1), 48–55.
- Arahal, M. R., Satué, M. G., Barrero, F., Ortega, M. G., 2021. Adaptive cost function FCSMPC for 6-phase IMs. *Energies* 14 (17), 5222.
- Ben Slimene, M., Khelifi, M. A., 2022. Investigation on the effects of magnetic saturation in six-phase induction machines with and without cross saturation of the main flux path. *Energies* 15 (24), 9412.
- Bermúdez, M., Martín, C., González-Prieto, I., Durán, M. J., Arahal, M. R., Barrero, F., 2020. Predictive current control in electrical drives: an illustrated review with case examples using a five-phase induction motor drive with distributed windings. *IET Electric Power Applications* 14 (8), 1291–1310.
- Camacho, E. F., Bordons, C., 2013. *Model predictive control*. Springer.
- Duran, M. J., Gonzalez-Prieto, I., Gonzalez-Prieto, A., Aciego, J. J., 2022. The evolution of model predictive control in multiphase electric drives: A growing field of research. *IEEE Industrial Electronics Magazine* 16 (4), 29–39.
- Elmorshedy, M. F., Xu, W., El-Sousy, F. F., Islam, M. R., Ahmed, A. A., 2021. Recent achievements in model predictive control techniques for industrial motor: A comprehensive state-of-the-art. *IEEE Access* 9, 58170–58191.
- Entrambasaguas, P. G., Prieto, I. G., Martínez, M. J. D., Guzmán, M. B., García, F. J. B., 2018. Vectores virtuales de tensión en control directo de par para una máquina de inducción de seis fases. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial* 15 (3), 277–285.
- García-Entrambasaguas, P., Zoric, I., Gonzalez-Prieto, I., Duran, M. J., Levi, E., 2019. Direct torque and predictive control strategies in nine-phase electric drives using virtual voltage vectors. *IEEE Transactions on Power Electronics* 34 (12), 12106–12119.
- Gonçalves, P. F., Cruz, S. M., Mendes, A. M., 2019. Bi-subspace predictive current control of six-phase PMSM drives based on virtual vectors with optimal amplitude. *IET Electric Power Applications* 13 (11), 1672–1683.
- Gonzalez-Prieto, A., González-Prieto, I., Duran, M. J., Aciego, J. J., 2022. Dynamic response in multiphase electric drives: Control performance and influencing factors. *Machines* 10 (10), 866.
- Gonzalez-Prieto, I., Duran, M. J., Aciego, J. J., Martín, C., Barrero, F., 2017. Model predictive control of six-phase induction motor drives using virtual voltage vectors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65 (1), 27–37.
- Holtz, J., Stadfeld, S., 1983. A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source. In: *JIEE IPEC-Tokyo Conf.* pp. 1665–1675.
- Kali, Y., Rodas, J., Doval-Gandoy, J., Ayala, M., Gonzalez, O., 2023. Enhanced reaching-law-based discrete-time terminal sliding mode current control of a six-phase induction motor. *Machines* 11 (1), 107.
- Lim, C. S., Lee, S. S., Levi, E., 2022. Continuous-control-set model predictive current control of asymmetrical six-phase drives considering system non-idealities. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- Lim, C.-S., Levi, E., Jones, M., Rahim, N., Hew, W.-P., Aug 2014. A comparative study of synchronous current control schemes based on FCS-MPC and PI-PWM for a two-motor three-phase drive. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 61 (8), 3867–3878.
- Luo, Y., Liu, C., 2018. A flux constrained predictive control for a six-phase PMSM motor with lower complexity. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 66 (7), 5081–5093.
- Luo, Y., Liu, C., 2019. Model predictive control for a six-phase PMSM motor with a reduced-dimension cost function. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 67 (2), 969–979.
- Mamdouh, M., Abido, M. A., 2022. Simple predictive current control of asymmetrical six-phase induction motor with improved performance. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- Martín, C., Bermúdez, M., Barrero, F., Arahal, M. R., Kestelyn, X., Durán, M. J., 2017. Sensitivity of predictive controllers to parameter variation in five-phase induction motor drives. *Control Engineering Practice* 68, 23–31.
- Mwasilu, F., Kim, E.-K., Rafeq, M. S., Jung, J.-W., 2017. Finite-set model predictive control scheme with an optimal switching voltage vector technique for high-performance IPMSM drive applications. *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 14 (9), 3840–3848.
- Preindl, M., Bolognani, S., 2013. Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM drive systems. *IEEE Transactions on Power Electronics* 28 (2), 1007–1015.
- Riveros, J. A., Yepes, A. G., Barrero, F., Doval-Gandoy, J., Bogado, B., Lopez, 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 (4), 1067–1077.
- Satué, M. G., Arahal, M. R., Ramírez, D. R., 2023. Estimación de intensidades rotóricas en máquinas polifásicas para control predictivo. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial* 20 (1), 25–31.
- Serra, J., Cardoso, A. J. M., 2022. A simplified model predictive control for asymmetrical six-phase induction motors that eliminates the weighting factor. *Machines* 10 (12), 1189.
- Shawier, A., Habib, A., Mamdouh, M., Abdel-Khalik, A. S., Ahmed, K. H., 2021. Assessment of predictive current control of six-phase induction motor with different winding configurations. *IEEE Access*.
- Tawfiq, K. B., Ibrahim, M. N., Sergeant, P., 2022. Power loss analysis of a five-phase drive system using a synchronous reluctance motor and an indirect matrix converter with reduced switching losses. *Machines* 10 (9), 738.
- Wang, H., Wu, X., Zheng, X., Yuan, X., 2022. Model predictive current control of nine-phase open-end winding pmsms with an online virtual vector synthesis strategy. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 70 (3), 2199–2208.
- Wei, J., Kong, X., Tao, W., Zhang, Z., Zhou, B., 2022. The torque ripple optimization of open-winding permanent magnet synchronous motor with direct torque control strategy over a wide bus voltage ratio range. *IEEE Transactions on Power Electronics* 37 (6), 7156–7168.
- Xue, C., Song, W., Feng, X., 2017. Finite control-set model predictive current control of five-phase permanent-magnet synchronous machine based on virtual voltage vectors. *IET Electric Power Applications* 11 (5), 836–846.