

Control predictivo de motores de cinco fases mediante estrategias mono-vector y multi-vector

Satué, Manuel G.^{a,*}, Martínez-Heredia, Juana M.^b, Mora, José L.^b

^aDepartamento de Ingeniería de Sistemas y Automática, Escuela Técnica Superior de Ingeniería, Universidad de Sevilla, Camino de los Descubrimientos s/n, 41092, Sevilla, España.

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

To cite this article: Satué, M.G., Martínez-Heredia, J.M., Mora, J.L. 2025. Predictive Control of Five-phase Drives with Multi and Single Vector Approaches. Actas del I Simposio CEA de los GT: Ingeniería de Control - Modelado, Simulación y Optimización - Educación en Automática. Sevilla, España.

Resumen

El control predictivo de motores polifásicos ha utilizado diversas aproximaciones en lo que respecta al uso de los estados del inversor. En algunas propuestas se usa más de una configuración del inversor dentro de un mismo periodo de muestreo. Estos métodos proporcionan una forma fácil de lidiar con el contenido del plano armónico al tiempo que disminuyen la carga computacional. En este artículo se presenta una comparación entre un método multi-vector y un método mono-vector. Para la comparación se usa la bondad de control de corrientes de estátor en el plano productor de par y en el plano armónico. Se ajusta la frecuencia de conmutación para proporcionar valores similares en ambos casos, proporcionando de este modo igual uso de inversor a ambos métodos.

Palabras clave: Eficiencia energética, Sistemas multifásicos, Control Predictivo, Máquinas de Inducción, Control de Corriente

Predictive Control of Five-phase Drives with Multi and Single Vector Approaches

Abstract

Predictive control of multi-phase drives has taken several paths regarding the usage of the converter states. In some proposals, more than one state is issued per sampling period. These methods claim easier regulation of the harmonic plane as well as a reduction in computational load. This paper presents a comparison of a popular multi-vector approach with the single-vector one. In the comparison, the tracking of stator currents is considered in the torque producing plane and the harmonic plane. The same switching frequency is monitored to provide a comparison in which both approaches make equal use of the voltage source inverter capabilities.

Keywords: Energy Efficiency, Multi-phase Systems, Predictive Control, Induction Machines, Current Control

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 Arahall et al. (2016). Esta idea fue propuesta en los años 1980 para máquinas trifásicas Holtz and

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 et al. (2022).

En este contexto polifásico es importante considerar la calidad de corriente en el plano que produce par y en el plano armónico (Arahall et al., 2020), (Satue et al., 2023). Además, dado que la formulación empleada utiliza la minimización de

*Autor para correspondencia: mgarrido16@us.es
Attribution-NonCommercial-ShareAlike 4.0 International (CC BY-NC-SA 4.0)

una Función de Coste (FC), es posible atender a varios criterios de funcionamiento, incluyendo restricciones y efectos no lineales Ben Slimene and Khelifi (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 and Bolognani (2013). En el caso particular de sistemas polifásicos, el control predictivo de corriente es la variante más usada Arahall et al. (2022).

Recientemente se ha demostrado que el funcionamiento del FSMPC en MM genera métricas de rendimiento vinculadas mediante una fórmula simple (CIFM) que recuerda a una superficie cúbica de Titeica (Arahall et al., 2021). Otros trabajos se han dirigido al análisis del impacto de la estimación de velocidad (Colodro et al., 2024), y el desarrollo de métodos rápidos de cálculo de la señal de control (Ruiz et al., 2023).

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. 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 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); García-Entrambasaguas et al. (2019); Entrambasaguas et al. (2018).

En este artículo se presentan algunos resultados actualizados al comparar un esquema mono-vector basado en (Ruiz et al., 2023) con el método de VVT diseñado para eliminar las corrientes xy (Gonçalves et al., 2019).

2. Control predictivo

Como puede verse, existe un bucle de control externo que se ocupa del seguimiento de velocidad mientras que el bucle interno tiene como objetivo la producción de corrientes de estator. La referencia para las corrientes de estator 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:

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

El ángulo θ_a se calcula mediante $\theta_a = \int \omega_e dt$. Esto permite calcular la referencia $I_s^* = \sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}}$, las cuales se pueden proyectar a los ejes $\alpha-\beta$ $x-y$ mediante $I_{s\alpha}^*(t) = I_s^* \sin \omega_e t$, $I_{s\beta}^*(t) = I_s^* \cos \omega_e t$, $I_{sx}^*(t) = 0$, $I_{sy}^*(t) = 0$.

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 $i_s = (i_\alpha, i_\beta)^\top$. Aplicando discretización temporal a las ecuaciones de tiempo continuo Preindl and Bolognani (2013) se obtiene

$$\hat{i}_s(k+2|k) = Ai(k) + B_1u(k) + B_2u(k+1) + G(k) \quad (3)$$

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 $k+1$. Esto se lleva a cabo minimizando una función de coste J que tiene en cuenta los errores de control predichos para $k+2$ y que puede albergar otros términos Camacho and Bordons (2013). Los errores de control predichos son $\hat{e} = (i_s^*(k+2|k) - \hat{i}_s(k+2|k))$. 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 T_m el periodo de muestreo y siendo S el estado del convertidor indicado mediante 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 λ_{sc} un factor o peso de ponderación (PP).

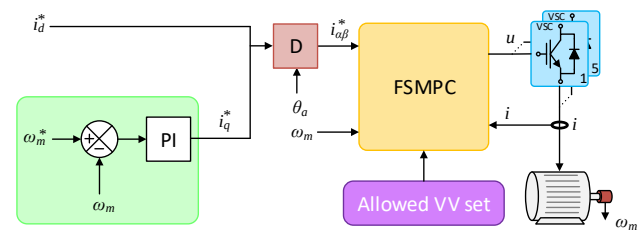


Figura 1: Control predictivo de un motor de inducción de 5 fases.

2.1. Estado y voltajes del inversor

El estado del inversor queda determinado por un vector $u = (K_a, K_b, \dots, K_e)^\top$ de posiciones de los interruptores. Los voltajes se calculan mediante $V(k) = V_{DC} T M u(k)$, siendo

$$T = \frac{1}{5} \begin{pmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{pmatrix}, \quad (6)$$

$$M = \frac{2}{5} \begin{pmatrix} 1 & \gamma_1^c & \gamma_2^c & \gamma_3^c & \gamma_4^c \\ 0 & \gamma_1^s & \gamma_2^s & \gamma_3^s & \gamma_4^s \\ 1 & \gamma_2^c & \gamma_4^c & c_\vartheta & \gamma_3^c \\ 0 & \gamma_2^s & \gamma_4^s & \gamma_1^s & \gamma_3^s \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix}. \quad (7)$$

con $\gamma_h^c = \cos h\vartheta$, $\gamma_h^s = \sin h\vartheta$, $\vartheta = 2\pi/5$ for $h = 1, \dots, 5$.

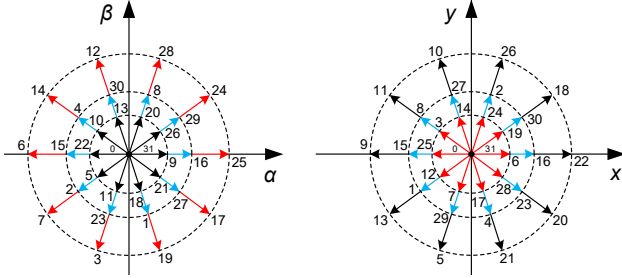


Figura 2: Vectores básicos de voltaje para un inversor de 5 fases.

2.2. Indicadores de bondad

Para la comparación de métodos, se suelen usar los siguientes indicadores de bondad.

1. Error de control en $\alpha - \beta$
2. Error de control en $x - y$.
3. Frecuencia media de conmutación (ASF).

Estos indicadores se describen matemáticamente mediante

$$E_{\alpha-\beta} = \sqrt{\frac{1}{(k_2 - k_1 + 1)} \sum_{k=k_1}^{k_2} e_{\alpha\beta}^2(k)} \quad (8)$$

$$E_{x-y} = \sqrt{\frac{1}{(k_2 - k_1 + 1)} \sum_{k=k_1}^{k_2} e_{xy}^2(k)} \quad (9)$$

$$ASF = \frac{1/(5 \cdot 2)}{t(k_2) - t(k_1)} \sum_{k=k_1}^{k_2} \Delta S(k) \quad (10)$$

$$THD_V = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} V_i^2} \quad (11)$$

siendo $\Delta S(k) = \sum_{i=1}^5 |u_i(k+1) - u_i(k)|$ las conmutaciones durante el paso de $u(k)$ a $u(k+1)$

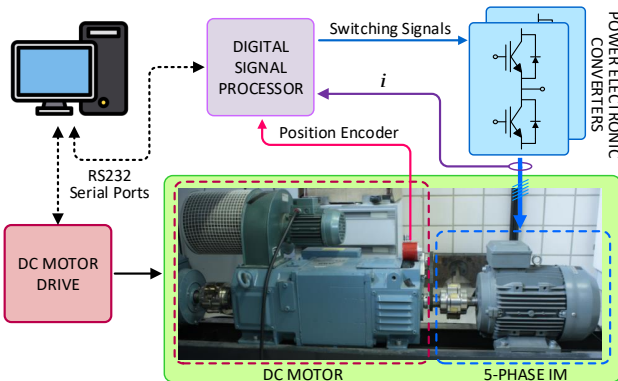


Figura 3: Diagrama del equipo experimental.

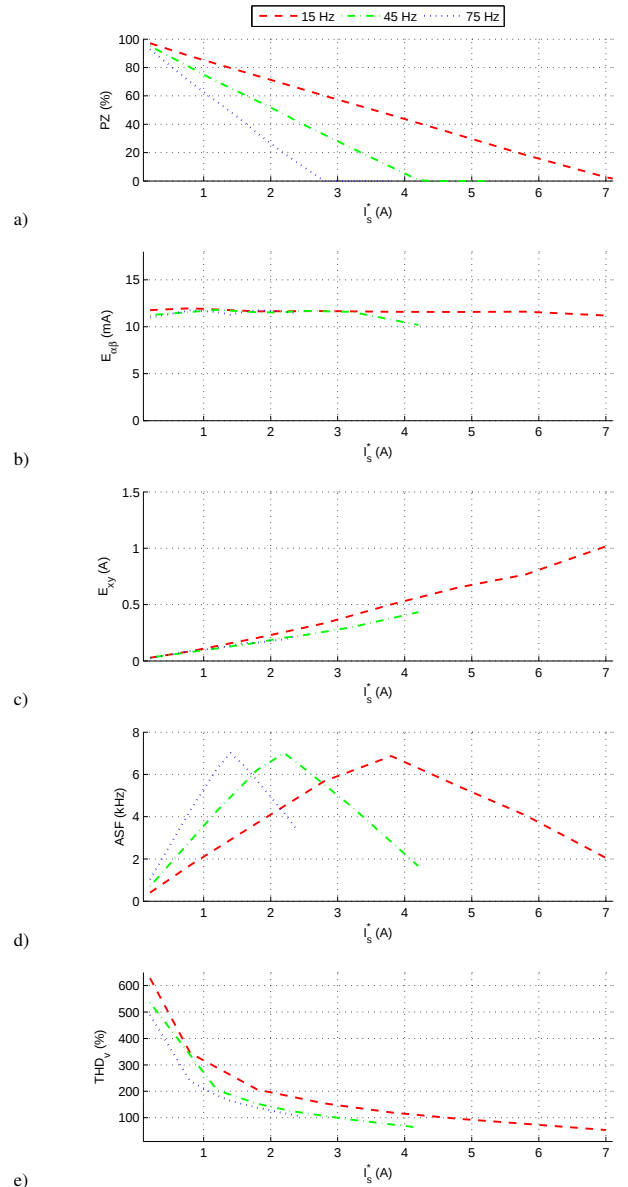


Figura 4: Resultados para el caso mono-vector con $AVV = \zeta_L$.

3. Resultados

Se proporcionan a continuación los resultados obtenidos para el método mono-vector y el método VVT en diferentes puntos de operación del motor, definidos por la frecuencia y la intensidad de la corriente de estátor de referencia.

Para la comparación se ha usado un tiempo de muestreo para el método mono-vector tal que la ASF sea similar a la obtenida por el método VVT. De este modo ambos métodos pueden usar el inversor de manera similar.

La Figura 4 muestra los resultados del caso mono-vector para $\lambda_{xy} = 0$ y $\lambda_{sc} = 0$ usando únicamente los VV de la corona exterior.

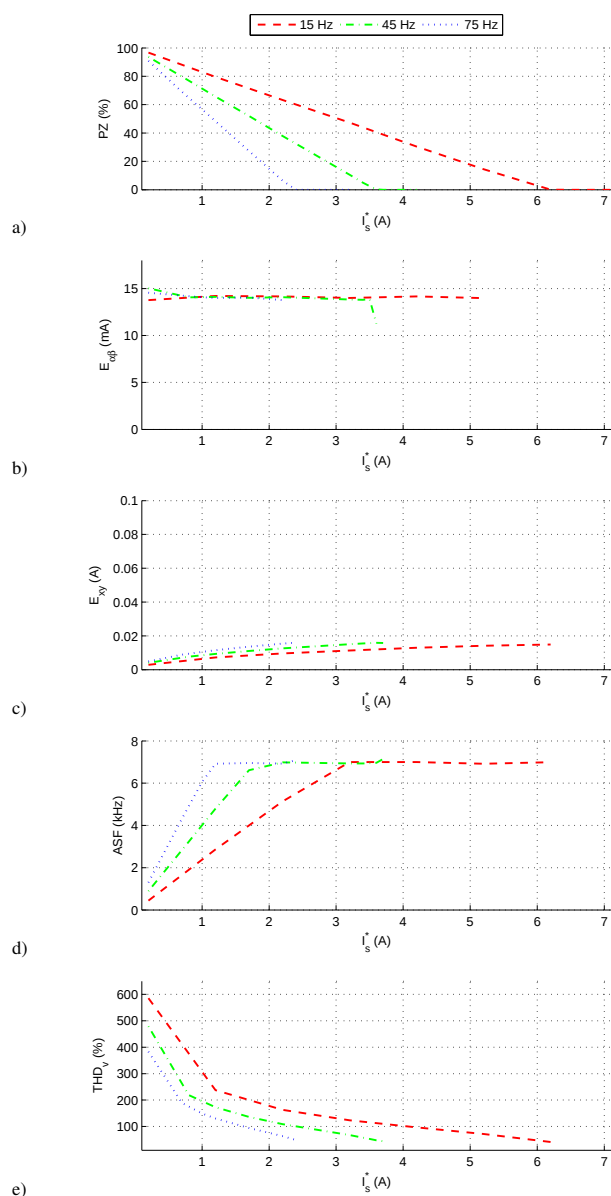


Figura 5: Resultados para el método de VVT.

Los resultados de VVT se presentan en la Figura 5. Como puede verse, los dos métodos considerados proporcionan resultados parecidos, excepto para el contenido $x-y$. En particular el caso mono-vector puede lidiar con corrientes más altas gracias al uso de la corona exterior de VV.

Estos resultados preliminares son interesantes porque apuntan a la necesidad de una re-estimación de las capacidades de los métodos mono-vector y multi-vector. Téngase en cuenta que el caso mono-vector considerado es el más básico posible, es decir, se pueden mejorar los resultados usando el resto de VV y empleando pesos de ponderación. La única diferencia con respecto a estudios previos es que se ha empleado un método rápido para la optimización de la función de coste, lo cual ha posibilitado la reducción del tiempo de muestreo a valores similares a los empleados por el método VVT.

Agradecimientos

Este trabajo forma parte del proyecto de investigación I+D+i/PID2021-125189OB-I00, financiado por MCIU/AEI/10.13039/501100011033 y por el programa “FEDER Una manera de hacer Europa”.

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., Barrero, F., Ortega, M. G., Martín, C., 2016. Harmonic analysis of direct digital control of voltage inverters. *Mathematics and Computers in Simulation* 130, 155–166.
- Arahal, M. R., Martín, C., Kowal, A., Castilla, M., Barrero, F., 2020. Cost function optimization for predictive control of a five-phase im drive. *Optimal Control Applications and Methods* 41 (1), 84–93.
- Arahal, M. R., Satué, M. G., Barrero, F., Ortega, M. G., 2021. Adaptive cost function fcsmpc for 6-phase imms. *Energies* 14 (17).
- 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.
- Camacho, E. F., Bordons, C., 2013. *Model predictive control*. Springer.
- Colodro, F., Mora, J., Barrero, F., Arahal, M., Martínez-Heredia, J., 2024. Analysis and simulation of a novel speed estimation method based on oversampling and noise shaping techniques. *Results in Engineering* 21, 101670.
- 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., González-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., Cruz, S., Mendes, A., 2019. Finite control set model predictive control of six-phase asymmetrical machines - an overview. *Energies* 12 (24), 4693.
- González-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.
- González-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: *IJEE IPEC-Tokyo Conf.* pp. 1665–1675.
- Kali, Y., Rodas, J., Doval-Gandoy, J., Ayala, M., González, 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*.
- 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.
- Ruiz, M., Barrero, F., Satué, M. G., Martín Torres, C., Bermúdez Guzmán, M., 2023. Evolutionary gaps stator current control of multi-phase drives balancing harmonic content. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 71 (7), 6886–6893.
- 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.
- Satué, M. G., Arahal, 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 (4).
- 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.