

Estudio energético de FSMPC para un motor de 5 fases

Marsal, Esteban.^{a,*}, Satué, Manuel G.^a, Colodro, Francisco.^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: Marsal, E., Sauté, M.G., Colodro, F. 2025. Energy study of FSMPC for a 5-phase motor. Actas del I Simposio CEA de los GT: Ingeniería de Control - Modelado, Simulación y Optimización - Educación en Automática. Sevilla, España.

Resumen

El control de motores mediante el manejo directo de los estados del inversor (FSMPC) ha sido objeto de estudio recientemente. El interés viene motivado por dos factores: la rapidez de respuesta comparada con el caso habitual usando moduladores y la flexibilidad para su aplicación a diversos sistemas y para incorporar diversos criterios de control. En particular ya se ha establecido previamente la posibilidad de usar FSMPC en sistemas multifásicos, aprovechando las ventajas intrínsecas de éstos. También se ha demostrado la posibilidad de lograr un cierto equilibrio entre producción de par y contenido armónico. Queda sin embargo por explorar la capacidad de reducir las pérdidas totales mediante la sintonía del FSMPC. En este artículo se da a conocer un trabajo en curso destinado a tal fin. En particular se presentan resultados experimentales con una máquina de 5 fases y un sistema diseñado para la estimación de las pérdidas totales.

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

Energy study of FSMPC for a 5-phase motor

Abstract

Direct control of inverter states (FSMPC) has recently become a subject of study. Interest in this approach is driven by two main factors: the faster response compared to the traditional use of modulators and the flexibility it offers for application to diverse systems and for incorporating various control criteria. Notably, the feasibility of using FSMPC in multiphase systems has already been established, leveraging their intrinsic advantages. It has also been demonstrated that FSMPC can achieve a balance between torque production and harmonic content. However, the potential to reduce total losses through FSMPC tuning remains unexplored. This article presents ongoing work aimed at addressing this issue. Specifically, experimental results are presented using a 5-phase machine and a system designed for total loss estimation.

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

1. Introducción

Los motores eléctricos representan aproximadamente el 40 % del consumo eléctrico global (Commission, 2024), por lo que mejorar la eficiencia energética en motores eléctricos es un desafío crucial de la ingeniería, especialmente en aplicaciones industriales. En este campo, el control predictivo directo del inversor (FSMPC) ha recibido gran atención recientemente (Ra-

mirez et al., 2019). El esquema de FSMPC es un controlador predictivo en el que el horizonte de predicción es 2 y el horizonte de control es 1. El esquema hereda la flexibilidad de los controladores basados en modelo y su formulación para motores es idéntica al caso de otros sistemas (Satué et al., 2022).

El interés actual en FSMPC viene motivado por dos factores: la rapidez de respuesta comparada con el caso habitual

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

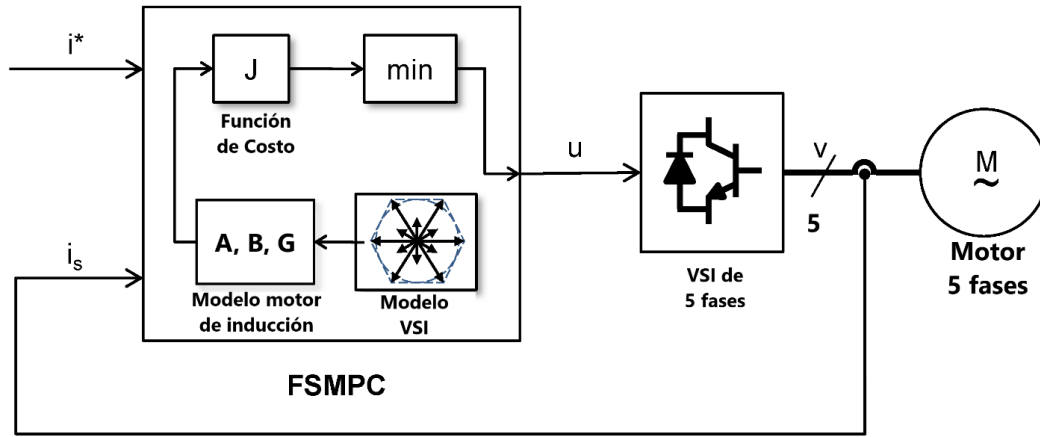


Figura 1: Diagrama del esquema de control FSMPC utilizado.

usando moduladores y la flexibilidad para su aplicación a diversos sistemas y para incorporar diversos criterios de control (Liu et al., 2019; Peng and Zhang, 2019).

Por otro lado, los motores multifásicos (MM), motores con más de tres fases, han ganado relevancia debido a su capacidad para mejorar la eficiencia energética y el rendimiento operativo (Baneira et al., 2016; Sarwer et al., 2019). Estas ventajas se deben a la reducción de las pérdidas y la mejor distribución de la corriente.

Entre los trabajos dedicados al control de MM destacan los relacionados con el control predictivo (Lim et al., 2022). Cabe citar los trabajos relacionados con la estimación de variables rotóricas (Martín et al., 2016), trabajos analizando el impacto de la estimación de velocidad (Colodro et al., 2024), el contenido armónico en las corrientes de fase (Arahal et al., 2016), la sintonía del bucle externo (Barrero et al., 2024) y el desarrollo de métodos rápidos de cálculo de la señal de control (Arahal et al., 2023).

En cuanto a la optimización, se ha planteado previamente el uso de factores de ponderación en la función de coste para lograr un equilibrio entre diversos objetivos. Por ejemplo frecuencia de conmutación, voltaje común etc. (Luo et al., 2020). En el caso de MM la calidad de corriente en el plano que produce par y en el plano armónico ha sido considerado por (Arahal et al., 2020) y por (Satue et al., 2023).

Esta idea pudiera extenderse a otros objetivos, como por ejemplo el consumo total de energía del sistema motor. Esto implica evaluar la cantidad total de energía eléctrica requerida para generar un efecto mecánico específico, como velocidad, par, posicionamiento o una combinación de estos. Sin embargo, hasta la fecha no se ha planteado una optimización holística para los MM, probablemente debido a las complejidades asociadas con el modelado necesario para expresar las pérdidas totales como funciones de las variables de control en todos los puntos de operación. Las pérdidas por histéresis, las pérdidas en el cobre y las pérdidas por conmutación en el VSI tienen diferentes orígenes y requieren un modelado detallado (Paszota, 2013).

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 superfi-

cie cúbica de Titeica (Arahal et al., 2021). Esta relación liga las diferentes métricas, simplificando el problema y permitiendo abordar el estudio de la reducción de pérdidas totales.

El objetivo principal de este trabajo es analizar la influencia de los parámetros del FSMPC en la eficiencia energética del sistema, considerando variaciones en la velocidad de rotación del eje y diferentes condiciones de carga.

En la Sección 2, está dedicada al algoritmo FSMPC, detallando su implementación y principales características. En la Sección 3, se describe la bancada experimental utilizada, el sistema de adquisición de datos empleado y los resultados obtenidos, así como una discusión de los mismos. Finalmente, en la Sección 4, se presentan los trabajos futuros y, en la Sección 5, se ofrecen las conclusiones.

2. Control de corriente mediante FSMPC

El FSMPC utiliza un lazo de realimentación externo para regular la velocidad y el par, basado en el conocido control vectorial indirecto (Bermúdez et al., 2020). Este esquema de control regula las corrientes del estátor y genera los estados de conmutación del VSI. Para ello, emplea un modelo discreto del motor de inducción (IM) que permite predecir las corrientes del estátor en el siguiente período de muestreo y, posteriormente, se usa de manera iterativa para cada posible vector de voltaje con el fin de obtener la mejor configuración del VSI que será aplicada. La configuración básica del FSMPC utiliza una función de costo J que penaliza las desviaciones de las corrientes del estátor respecto a sus referencias.

La Figura 1 muestra el diagrama de control que se ha utilizado. Los vectores de voltaje (VV) para un VSI de cinco fases se presentan en la Figura 2, marcados con flechas. Se observa que los vectores ubicados en la corona exterior en el subespacio $\alpha - \beta$ (flechas rojas) producen los VV más pequeños en el subespacio $x - y$.

Las predicciones utilizadas por el esquema FSMPC se calculan con un modelo en tiempo discreto obtenido mediante la discretización de Euler de las ecuaciones en tiempo continuo de la IM. La predicción a un paso adelante para las corrientes del estátor $i = (i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{sx}, i_{sy})$ se encuentra como:

$$\hat{i}(k+1|k) = Ai(k) + Bv(k|k-1) + \hat{G}(k|k),$$

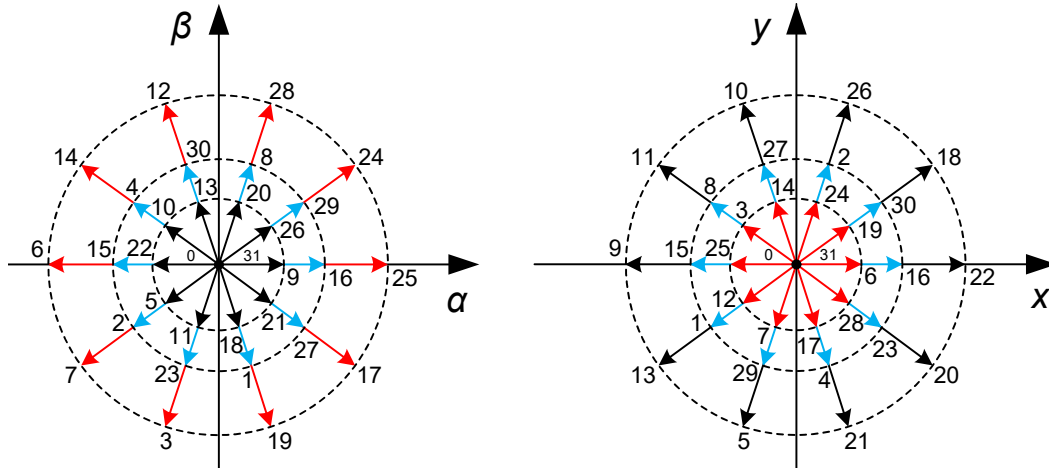


Figura 2: Vectores de tensión para un motor de inducción de cinco fases en los subespacios $\alpha - \beta$ (izquierda) y $x - y$ (derecha).

donde $\hat{i}(k+1|k)$ es la predicción calculada en el tiempo k para el tiempo discreto $(k+1)$, $v(k|k-1)$ es el voltaje del estátor producido por el VSI según la configuración seleccionada en $(k-1)$ y $\hat{G}(k|k)$ es un término agregado para representar las corrientes del rotor que usualmente no se miden.

La selección de $S(k+1)$ en el tiempo discreto k se realiza minimizando la función de costo J para el tiempo $k+2$. Esta función puede incorporar diversos términos, siendo la más simple:

$$J(k+2) = \|\hat{e}_{\alpha\beta}(k+2)\|^2 + \lambda_{xy}\|\hat{e}_{xy}(k+2)\|^2 + \lambda_{nc}S(k+1),$$

donde $\|\hat{e}_{\alpha\beta}\|^2$ es el error de seguimiento previsto en el plano $\alpha - \beta$, $\|\hat{e}_{xy}\|^2$ es el error en el plano $x - y$, y S es la suma de los cambios en los interruptores de potencia del VSI, definidos como:

$$S(k+1) = \sum_{h=1}^n |u_h(k+1) - u_h(k)|$$

donde el valor absoluto de $u_h(k+1) - u_h(k)$ representa los cambios en los interruptores del VSI debido a la aplicación de la acción de control candidata $u(k+1)$ realizada en k .

Finalmente, las trayectorias de referencia para las corrientes del estátor proporcionadas por el lazo externo son sinusoidales, calculadas como:

$$\vec{i}_s^*(t) = \begin{pmatrix} i_{s\alpha}^*(t) \\ i_{s\beta}^*(t) \\ i_{sx}^*(t) \\ i_{sy}^*(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_s^* \sin \omega_e t \\ I_s^* \cos \omega_e t \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix},$$

donde las amplitudes de las corrientes en $x - y$ son cero, ya que no producen par.

En la Figura 3 se presenta un diagrama de bloques que ilustra el algoritmo FCMPC en función del tiempo, cuyo objetivo es regular las corrientes del estátor de la IM.

El proceso comienza con la medición de las corrientes del estátor en el instante actual, que sirve como punto de partida para el cálculo de las predicciones. Seguidamente, se aplica la

acción de control óptima determinada en el período de muestreo anterior, ajustando los interruptores del VSI para acercar las corrientes medidas a sus referencias.

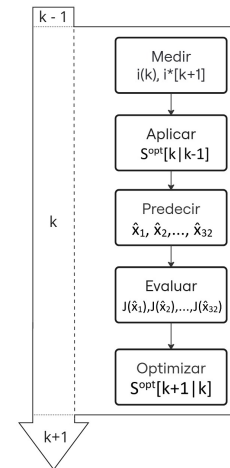


Figura 3: Diagrama de bloques del algoritmo FSMPC en función del tiempo.

En el siguiente paso, el algoritmo utiliza el modelo predictivo para predecir el comportamiento de las corrientes del estátor en el próximo instante de muestreo. Este cálculo se realiza iterativamente para cada posible estado de conmutación del VSI, que para un sistema de cinco fases es de 32, considerando en cada uno cómo afectará cada configuración al sistema.

Posteriormente, se procede a la evaluación de la función de costo, que compara las corrientes predichas con las referencias deseadas. Esta función penaliza tanto los errores de seguimiento como los cambios en los interruptores del VSI.

Finalmente, se selecciona el estado de conmutación óptimo que minimiza la función de costo. Este estado será aplicado en el próximo período de muestreo, cerrando así el ciclo de control. Todo el proceso es iterativo, utilizando continuamente las mediciones actualizadas para ajustar las predicciones y las acciones de control.

Para este estudio se realizarán pruebas experimentales para evaluar la eficiencia energética del sistema. Estas se centrarán en estudiar la influencia de los parámetros λ_{xy} y λ_{nc} en el rendi-

miento del sistema. Los resultados obtenidos permitirán identificar la relación entre estos parámetros y la eficiencia energética, en función de la velocidad de rotación del eje y las condiciones de carga.

3. Metodología y Resultados

En esta sección se describe el proceso experimental llevado a cabo para validar la propuesta planteada. Primero, se detalla la bancada de ensayos, incluyendo los componentes principales como motores, inversores, placas y sistema de adquisición de datos. Luego, se explica la metodología utilizada para la toma de datos, especificando las variables medidas, los instrumentos empleados y las condiciones bajo las cuales se realizaron los ensayos. Finalmente, se presentan los resultados obtenidos y se analizan.

3.1. Descripción de la bancada de ensayos experimentales

La bancada de ensayos está compuesta por dos motores acoplados por sus ejes: un motor de inducción de corriente alterna de cinco fases y un motor de corriente continua (MDC). El motor de inducción se alimenta a través de dos inversores de fuente de tensión (Semikron SKS21FB6U), los cuales reciben su energía de una fuente de corriente continua (Argantix KDC 300-50). Por su parte, el motor de corriente continua es alimentado mediante un controlador trifásico de corriente continua (Leroy Somer DMV 2342). Para simular carga en el inducido del motor de corriente continua, se ha incorporado una resistencia. Además, se han colocado termocuplas en el DCLink, en el inducido del IM y una que mide la temperatura ambiente.

3.2. Toma de datos

La toma de datos se realiza registrando variables bajo diferentes condiciones de operación, incluyendo cambios en la carga inducida mediante resistencias en el MDC. El sistema de adquisición de datos está compuesto por un datalogger conectado a placas de adquisición de señales diseñadas específicamente para estas pruebas. Estas placas incluyen sensores de corriente y tensión que permiten registrar las variables eléctricas en tiempo real con alta precisión. Además, se han incorporado sensores de temperatura en puntos estratégicos del sistema, tales como el MI, el disipador del VSI y el ambiente, para monitorear el comportamiento térmico durante los ensayos.

Las variables registradas son:

- Tensión DC Link (V_{DC}): Medida en la fuente que alimenta al VSI.
- Tensión en el inducido (V_I): Registrada directamente en las bornas del inducido del MDC.
- Corriente DC Link (I_{DC}): Medida en la fuente que alimenta al VSI.
- Corriente en el inducido (I_I): Registrada en la resistencia conectada al inducido del MDC.
- Temperatura del motor de inducción (T_{MI}): Registrada en las bornas del IM.

- Temperatura del inversor VSI (T_{VSI}): Medida en el disipador del VSI.
- Temperatura ambiente (T_A): Registrada en un punto cercano al sistema.

El diagrama esquemático del sistema se presenta en la Figura 4. En la parte superior del diagrama se encuentran los equipos utilizados para los ensayos, mientras que en la parte inferior se detallan los instrumentos de medición.

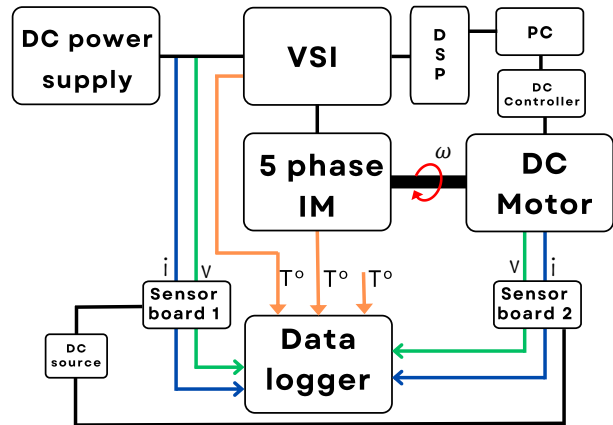


Figura 4: Diagrama esquemático de la bancada de ensayos utilizada.

3.3. Resultados

La Tabla 1 muestra la potencia promedio para el caso de la resistencia de 100 Ω.

Tabla 1: Potencia promedio a distintas velocidades y resistencias.

ω (rpm)	$P_{DC\ Link}(W)$	$P_{Inducido}(W)$
100	46.56	0.57
200	62.85	3.16
300	81.4	10.56
400	85.72	20.70
500	118.61	33.64
600	131.37	36.64
700	125.83	36.60
800	122.64	36.0
900	146.91	35.52
1000	150.4	36.6

Los resultados obtenidos muestran un comportamiento coherente con las expectativas del sistema. La potencia consumida en el DC Link aumenta progresivamente con la velocidad del eje, lo que refleja la mayor demanda de energía para operar el MI a velocidades más altas. A partir de 700 rpm, se observa una estabilización y ligeras fluctuaciones en el consumo de potencia, lo cual podría estar relacionado con las características del control o la eficiencia del inversor en este rango de operación. Esto se ilustra claramente en la Figura 5, donde las barras azules representan la potencia medida en el DC Link, mientras que las barras rojas muestran la potencia correspondiente al inducido del MDC.

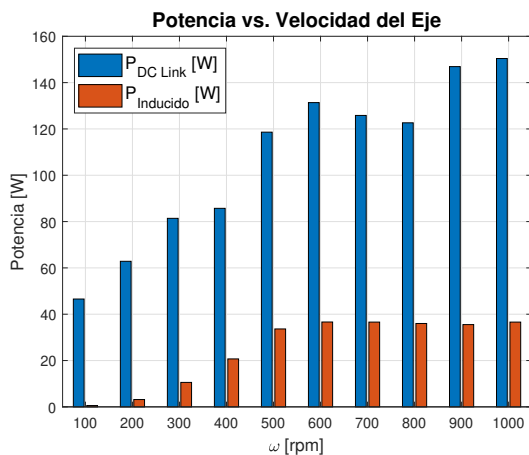


Figura 5: Potencia en el DC Link e Inducido a distintas velocidades.

Por otro lado, la potencia generada en el inducido del MDC incrementa significativamente hasta 500 rpm, indicando que la tensión inducida es proporcional a la velocidad del eje, como es de esperar en un generador de corriente continua. Sin embargo, a partir de 600 rpm, tiende a estabilizarse alrededor de 36 W, probablemente debido a la limitación impuesta por la resistencia fija del circuito del inducido.

Finalmente, al comparar ambas potencias, se aprecia que la eficiencia energética mejora con el aumento de velocidad, alcanzando su punto máximo cerca de 500-600 rpm. Estos resultados preliminares, obtenidos con una resistencia de 100 Ω en el inducido, servirán como base para estudios futuros en los que se analizará el efecto de otras resistencias y configuraciones de control en la eficiencia del sistema, mediante la manipulación de los factores de ponderación de la función de costo.

4. Trabajos futuros

Los resultados presentados en este documento corresponden a ensayos realizados con una resistencia de 100 Ω conectada al inducido del MDC. En futuros trabajos, se planea ampliar este análisis explorando diferentes valores de ponderación en la función de costo y utilizando una variedad de resistencias de carga. Esto permitirá evaluar con mayor profundidad el impacto en la eficiencia energética del sistema.

5. Conclusiones

En este trabajo se han presentado los resultados preliminares del análisis de la eficiencia energética en un MI de 5 fases controlado mediante un esquema FSMPC, considerando velocidades de 100 a 1000 rpm y una resistencia de carga de 100 Ω en el inducido del MCD. Los resultados muestran que la potencia consumida por el sistema y la potencia disipada en la resistencia del inducido aumentan con la velocidad del eje, reflejando las condiciones de operación del motor y la carga aplicada. Este comportamiento es consistente con las expectativas, dado que mayores velocidades requieren mayores flujos de energía.

Una observación relevante es la diferencia entre la potencia consumida y la disipada en el inducido, que destaca la importancia de las pérdidas en otros componentes del sistema, como los inversores y el propio MI. Estas pérdidas deben ser consideradas en análisis futuros para optimizar de manera integral la eficiencia energética del sistema.

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., Barrero, F., Ortega, M., Martín, C., 2016. Harmonic analysis of direct digital control of voltage inverters. *Mathematics and Computers in Simulation* 130, 155–166, 11th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems.
- Arahal, M. R., Barrero, F., Satué, M. G., Bermúdez, M., 2023. Fast finite-state predictive current control of electric drives. *IEEE Access* 11, 12821–12828.
- 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 ims. *Energies* 14 (17).
- Baneira, F., Doval-Gandoy, J., Yepes, A. G., Lopez, O., Pérez-Estévez, D., 2016. Control strategy for multiphase drives with minimum losses in the full torque operation range under single open-phase fault. *IEEE Transactions on Power Electronics* 32 (8), 6275–6285.
- Barrero, F., Satué, M., Colodro, F., Arahal, M., 2024. Tuning of modern speed drives using ifoc: A case study for a five-phase induction machine. *Results in Engineering* 24, 103145.
- 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.
- 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.
- Commission, I. E., 2024. Energy efficiency. *IEC Brochure*.
- Lim, C. S., Lee, S. S., Levi, E., 2022. Continuous-control-set model predictive current control of asymmetrical six-phase drives considering system nonidealities. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 70 (8), 7615–7626.
- Liu, J., Cheng, S., Liu, Y., Shen, A., 2019. Fcs-mpc for a single-phase two-stage grid-connected pv inverter. *IET Power Electronics* 12 (4), 915–922.
- Luo, Y., Wang, S., Yang, D., Zhou, B., Liu, T., 2020. Direct prediction compensation strategy of unified power quality conditioner based on fcs-mpc. *IET Generation, Transmission & Distribution* 14 (22), 5020–5028.
- Martín, C., Arahal, M. R., Barrero, F., Durán, M. J., 2016. Multiphase rotor current observers for current predictive control: A five-phase case study. *Control Engineering Practice* 49, 101–111.
- Paszota, Z., 2013. Losses and energy efficiency of drive motors and systems. *Polish Maritime Research* 20 (1), 3–10.
- Peng, B., Zhang, G., 2019. Coordination control strategy for three-port snop based on fcs-mpc. *The Journal of Engineering* 2019 (16), 1005–1010.
- Ramírez, D. R., Martín, C., Kowal, G. A., Arahal, M. R., 2019. Min-max predictive control of a five-phase induction machine. *Energies* 12 (19), 3713.
- Sarwer, Z., Sartaj, M., Khan, M. R., Zaid, M., Shahajani, U., 2019. Comparative performance study of five-phase induction motor. In: *2019 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*. Vol. 1, pp. 1–6.
- Satué, M. G., Arahal, M. R., Acedo, L. F., Ortega, M. G., 2022. Economic versus energetic model predictive control of a cold production plant with thermal energy storage. *Applied Thermal Engineering* 210, 118309.
- 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).