

Estimación de intensidades rotóricas en máquinas polifásicas para control predictivo

Manuel G. Satué *, Manuel R. Arahál, Daniel R. Ramírez

Dpto. Ingeniería de Sistemas y Automática, U. Sevilla, 41092 España

To cite this article: Satué, M.G., Arahál, M.R., Ramírez, D.R. 2023. Rotor Current Estimation in Predictive Control of Multi-phase Drives. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial* 20, 25-31. <https://doi.org/10.4995/riai.2022.17153>

Resumen

El control predictivo de corrientes de estátor precisa una estimación de las corrientes rotóricas que son, usualmente, no medibles. Estas corrientes afectan a la evolución de la corriente de estátor y por tanto afectan a las predicciones usadas por el controlador. El procedimiento habitual consiste en estimar el efecto que producen dichas corrientes mediante una técnica simple que añade a la predicción el error del periodo de muestreo anterior. En este artículo se presenta un nuevo método de estimación basado en el circuito equivalente de la máquina de inducción. Se presentan resultados de simulación y experimentales para el caso particularmente más complejo de un motor polifásico en los que se demuestra la superioridad del método.

Palabras clave: Control predictivo, Estimación, Máquinas eléctricas rotativas, Sistemas polifásicos.

Rotor Current Estimation in Predictive Control of Multi-phase Drives

Abstract

Predictive control of stator currents needs estimating rotor currents since they are usually not measured. Rotor currents influence the future evolution of the stator currents, affecting the predictions needed by the predictive controller. The usual procedure is to estimate the effect of rotor currents on stator current evolution. This is done by adding the prediction error for the past sampling to the actual prediction. In this paper a new estimation method is proposed using the equivalent circuit of the induction machine. Simulation and experimental results are provided using a multi-phase induction machine as a specially demanding benchmark, showing the superiority of the proposal.

Keywords: Predictive control, Estimation, Rotating electric machine, Multi-phase systems.

1. Introducción

El Control Predictivo Basado en Modelo (CPBM) (Camacho and Bordons, 2013) es una herramienta flexible que ha sido aplicada a muchos procesos. En el caso de las Máquinas de Inducción (MI) su uso fue propuesto en los años 1980 usando un modulador de ancho de pulso para poder generar la actuación calculada mediante un inversor (Holtz and Stadtfeld, 1983). Algo después, el desarrollo de procesadores de señal permitió abordar el control digital directo mediante el cual el CPBM fija el estado del inversor, evitando la pérdida de ancho de banda debida a la etapa de modulación (Holmes and Martin, 1996; Abu-Rub et al., 2001).

Las MI polifásicas presentan mayor densidad de potencia, menor contenido armónico y mayor capacidad post-falta comparadas con las MI trifásicas (García Entrambasaguas et al., 2019). Recientemente las MI polifásicas han sido usadas en aplicaciones autónomas (e.g. vehículos) y conectadas a la red (e.g. aerogeneradores) (Duran et al., 2017).

La idea de control predictivo digital directo de corrientes de estátor se ha llevado a cabo con éxito para las MI polifásicas, obteniéndose un control de gran ancho de banda (Lim et al., 2014), a cambio de unos mayores requisitos en cuanto a potencia de cálculo.

Este artículo se centra, por sencillez de exposición, en el caso del control de corrientes de estátor. Existe otra versión de

*Autor para correspondencia: mgarrido16@us.es

CPBM para MI polifásicas llamado control directo de par. Muchos de los aspectos tratados en este artículo son extrapolables al caso de control directo de par.

El Control Predictivo de Corrientes de Estátor (CPCE) en MI polifásicas consiste en un CPBM en el que la señal manipulable es el estado del inversor y la señal a controlar es la corriente de estátor. El mayor número de fases provoca la existencia de varios planos ortogonales en los que se pueden proyectar las corrientes de fase para su tratamiento (Duran et al., 2017). Concretamente, las corrientes de estátor han de seguir, normalmente, una trayectoria senoidal en ejes $\alpha - \beta$ (relacionados con la generación de par) y estar próxima a cero en ejes $x - y$ (relacionados con pérdidas).

En la realización del CPCE aparece el problema de que las corrientes de rotor forman parte del estado del sistema y sin embargo no son medibles. La importancia queda manifiesta por la sensibilidad del CPCE ante errores de modelado y otros que afecten a las predicciones (Arahal et al., 2013; Duarte-Mermoud and Milla, 2018).

Son varias las técnicas que se han barajado para sortear este problema. La más simple es la eliminación de la corriente rotórica y sustitución por un término de error que se ajusta en cada periodo de muestreo (Arahal et al., 2013). Otra línea consiste en usar observadores de estado para reconstruir la parte no medible. Se han propuesto observadores de orden completo y orden reducido (Martín et al., 2016). En este último caso solamente las componentes no medibles son estimadas, reduciéndose así el coste de cálculo.

El principal problema de los observadores es el incremento en el coste computacional, que ya de por sí es alto en CPCE de MI polifásicas. Por ese motivo se han explorado otras posibilidades. Por ejemplo, en (Bermudez et al., 2020) se combinan modelos de caja negra (tipo ARX) y modelos físicos para mejorar las predicciones.

En el contexto recién presentado, el presente artículo propone un método novedoso para la estimación de corrientes rotóricas para CPCE en MI polifásicas. La relevancia quedará de manifiesto al analizar la influencia de dicha estimación en los resultados de control. Se realiza una comparación entre la estrategia habitualmente usada y la propuesta. En la comparación se tienen en cuenta la calidad de las predicciones y su efecto sobre los criterios de bondad de bucle cerrado. Además se realiza un análisis de la influencia de la carga computacional de los métodos comparados, habida cuenta de que el tiempo de muestreo puede verse afectado. A priori no es evidente si el método más simple y menos preciso puede verse beneficiado por un menor tiempo de cálculo. Esto permitiría disminuir el tiempo de muestreo, lo cual hace mejorar todos los criterios de bondad de control como ha sido demostrado en (Arahal et al., 2018).

2. Control predictivo de corrientes de estátor

En la Figura 1 se muestra el diagrama de bloques del CPCE para una MI de N_f de fases, $N_f > 3$. Los bloques indicados son los habituales con la excepción de los marcados como TIR y TIS+V que se detallarán más adelante y que, en resumen, se encargan de calcular las predicciones a dos pasos. La variable a controlar es la intensidad de estátor i_s para cada fase. En lo

sucesivo el subíndice s se usará para las variables asociadas al estátor y el subíndice r para las variables relativas al rotor.

En el diagrama puede verse que el controlador usa medidas de corrientes de estátor $i_s \in \mathbb{R}^{N_f}$ obtenidas con sensores apropiados, así como de la velocidad angular ω_m . Además, el CPCE necesita la referencia $i_{s\alpha-\beta}^*$ para las corrientes en ejes $\alpha - \beta$ que proviene del bucle externo de control de velocidad y/o par.

La señal manipulable es el vector $u \in \mathbb{B}^{N_f}$ que indica el estado del inversor para cada periodo de muestreo. Las componentes de u_j indican si el interruptor j -ésimo del inversor está abierto (valor 0) o cerrado (valor 1). Los voltajes resultantes se aplican a la MI, resultando en una modificación de sus variables: corrientes de estátor, corrientes de rotor, flujos, par y velocidad. La acción de control se calcula mediante:

$$u^o(k+1) = \underset{u \in \mathbb{U}}{\operatorname{argmin}} J(k+2, u(k+1|k)) \quad (1)$$

siendo J la Función de Coste (FC) y \mathbb{U} el conjunto discreto de estados del inversor. En CPCE, la FC típicamente penaliza las desviaciones de las corrientes de estátor respecto de sus referencias. éstas son una trayectoria senoidal en ejes $\alpha - \beta$ mientras que en ejes $x - y$ la referencia se fija a cero.

Se define a continuación el error de control predicho para cada uno de los ejes $h \in \{\alpha, \beta, x, y\}$ como

$$\hat{e}_h(k+2|k) = i_{s,h}^*(k+2) - \hat{i}_{s,h}(k+2|k, u(k+1|k)) \quad (2)$$

donde se ha hecho constar explícitamente que la predicción a dos pasos es una función de la acción de control $u(k+1)$, decidida en el instante k .

2.1. Sintonía del CPCE

El ajuste o sintonía de CPCE es complejo. El procedimiento habitual consiste en la selección de una estructura para la FC en la cual hay parámetros ajustables llamados Pesos de Ponderación (PP). Los PP son factores que modulan la relevancia de diversos objetivos en la FC, por ejemplo: seguimiento en ejes $\alpha - \beta$ frente a regulación en ejes $x - y$. Normalmente los PP se eligen mediante simulación y pruebas experimentales pues no existen fórmulas que ligen directamente su valor a las medidas de bondad utilizadas. Además, se ha puesto de manifiesto recientemente que existen ligaduras entre las medidas de bondad, de manera que al mejorar una se empeoran otras (Elmorshedy et al., 2021; Arahal et al., 2018; Liu and Luo, 2017). En este artículo, se opta por la versión de FC más extendida en la cual se penaliza el error predicho a dos pasos para las corrientes en ejes $\alpha - \beta$ y $x - y$. Definiendo los vectores $\hat{e}_{\alpha\beta} = (\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta)^T$ y $\hat{e}_{xy} = (\hat{e}_x, \hat{e}_y)^T$, se tiene que:

$$J(k+2) = \|\hat{e}_{\alpha\beta}(k+2)\|^2 + \lambda_{xy} \|\hat{e}_{xy}(k+2)\|^2 \quad (3)$$

El único peso de ponderación que aparece es λ_{xy} . Su valor afecta a la calidad del control de corriente y a variables que dependen de éstas, como la frecuencia de conmutación y la distorsión armónica.

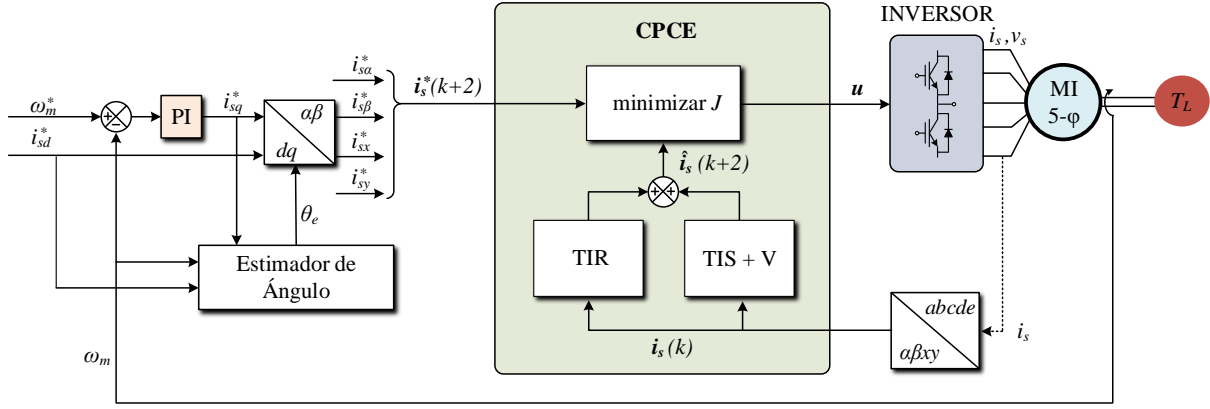


Figura 1: Diagrama de bloques del CPCE para una MI de N_f fases, $N_f > 3$.

2.2. Modelo

Las predicciones de los errores de control necesarias para decidir la señal de control se obtienen a partir de un modelo. Aplicando la teoría de máquinas eléctricas con devanados distribuidos se obtiene un modelo en tiempo continuo que se ha de discretizar (Beltrán et al., 2019). En este artículo se usa, por concreción, una máquina de 5 fases simétrica, por lo que el resto de las explicaciones se han particularizado para este caso. Para otros valores de N_f bastan pequeñas correcciones.

Usando la descomposición en los espacios $\alpha - \beta$ y $x - y$ y teniendo en cuenta que el neutro está aislado, se puede escribir el siguiente modelo en variables de estado:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_c(\omega_r(t))x(t) + B_c v(t) \\ y(t) &= Cx(t), \end{aligned} \quad (4)$$

que usa como estado $x = (i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{sx}, i_{sy}, i_{r\alpha}, i_{r\beta})^T$, el cual es afectado por los voltajes de estátor $v = (v_{s\alpha}, v_{s\beta}, v_{sx}, v_{sy})^T$ que dependen del inversor. Por otro lado, las variables medibles se agrupan en el vector $y = (i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{sx}, i_{sy})^T$. Los coeficientes A_c y B_c dependen de parámetros de la MI como resistencias e inductancias. Además las componentes de A_c dependen de ω_r que, a su vez, depende de la velocidad angular mecánica y del deslizamiento, de manera que

$$A_c(\omega_r(t)) = \begin{pmatrix} -a_{s2} & a_{m4} & 0 & 0 & a_{r4} & a_{l4} \\ -a_{m4} & -a_{s2} & 0 & 0 & -a_{l4} & a_{r4} \\ 0 & 0 & -a_{s3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -a_{s3} & 0 & 0 \\ a_{s4} & -a_{m5} & 0 & 0 & -a_{r5} & -a_{l5} \\ a_{m5} & a_{s4} & 0 & 0 & a_{l5} & -a_{r5} \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$B_c = \begin{pmatrix} c_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_3 \\ -c_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -c_4 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (7)$$

En las anteriores ecuaciones se han definido ciertos coeficientes en función de los parámetros de la MI: $c_1 = L_s L_r - M^2$, $c_2 = L_r / c_1$, $c_3 = 1 / L_{ls}$, $c_4 = M / c_1$, $c_5 = L_s c_1$, $a_{s2} = R_s c_2$, $a_{s3} = R_s c_3$, $a_{s4} = R_s c_4$, $a_{r4} = R_r c_4$, $a_{r5} = R_r c_5$, $a_{l4} = L_r c_4 \omega_r$, $a_{l5} = L_r c_5 \omega_r$, $a_{m4} = M c_4 \omega_r$ y $a_{m5} = M c_5 \omega_r$. Siendo los parámetros: resistencias R_s y R_r , inductancias L_s , L_r , L_{ls} y M que pueden estimarse mediante ensayos diversos.

Por otro lado, los voltajes se pueden calcular mediante $v(t) = V_{CC} u(t) T_i T_d$, siendo V_{CC} el voltaje de continua que alimenta al inversor y $u(t)$ el vector que define el estado del inversor (señal manipulable en el CPCE). Las matrices T_i y T_d dependen de la configuración del inversor y los devanados de la máquina; en este caso:

$$T_i = \frac{1}{5} \begin{pmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{pmatrix} \quad (8)$$

$$T_d = \frac{2}{5} \begin{pmatrix} 1 & \cos \vartheta & \cos 2\vartheta & \cos 3\vartheta & \cos 4\vartheta \\ 0 & \sin \vartheta & \sin 2\vartheta & \sin 3\vartheta & \sin 4\vartheta \\ 1 & \cos 2\vartheta & \cos 4\vartheta & \cos \vartheta & \cos 3\vartheta \\ 0 & \sin 2\vartheta & \sin 4\vartheta & \sin \vartheta & \sin 3\vartheta \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix}, \quad (9)$$

siendo $\vartheta = 2\pi/5$ por ser una MI de 5 fases. Las anteriores ecuaciones en tiempo continuo (4-9) se discretizan usando el periodo de muestreo T_m del controlador para poder ser usadas para producir predicciones. De este modo se obtiene

$$\hat{x}(k+1|k) = Hx(k) + Bv(k) \quad (10)$$

donde se ha usado una matriz auxiliar $H = (I + A_c(\omega_r(k+1)))$ y siendo $\hat{x}(k+1|k)$ la predicción del estado hecha en k para $k+1$. Téngase en cuenta que las variables mecánicas (como la velocidad angular) no varían en unos cuantos periodos de muestreo (salvo quizá en motores minúsculos). Por tanto otras variables como ω_r , el deslizamiento, etc. tampoco varían de k a $k+1$ por lo que habitualmente en CPCE se consideran constantes en el horizonte de predicción.

En la expresión (10) para calcular $\hat{x}(k+1|k)$ aparece $x(k)$ que no es completamente medible, por lo que se ha de recurrir a alguna técnica de estimación de corrientes rotóricas. De este modo se puede obtener una aproximación $x(k)$, nominada

$\hat{x}(k|k)$ que puede usarse para obtener $\hat{x}(k+1|k)$. Por otro lado, dado que el cálculo de la señal de control usa casi todo el periodo de muestreo es preciso actuar al final del periodo por lo que $u(k+1)$ no afectará al estado hasta el instante $k+2$. Es preciso por tanto obtener la predicción a dos pasos:

$$\hat{x}(k+2|k) = H\hat{x}(k+1|k) + Bv(k+1) \quad (11)$$

Como es sabido, el CPCE usa repetidamente la ecuación (11) considerando todos los posibles valores de $u(k+1)$, seleccionando el que produce el menor valor de la FC.

En el diagrama, la predicción de corrientes de estátor a dos pasos $\hat{i}_s(k+2)$ proviene de los bloques TIR (Términos debidos a Intensidades Rotóricas) y TIS+V (Términos debidos a Intensidades Estatóricas más Voltaje). Esta diferenciación es relevante para el método propuesto, pero normalmente ambos bloques se consideran como uno solo.

3. Técnicas de estimación de la corriente rotórica

A continuación se muestra la forma en que los TIR y los TIS+V se suelen calcular y posteriormente el método propuesto.

3.1. Método habitual

El método más simple para lidiar con los TIR consiste en sustituir el efecto de i_r sobre i_s por un término G que es actualizado cada periodo de muestreo. Dividiendo el vector de estado en una parte medible $x^1 = (i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{sx}, i_{sy})^T$ y otra no medible $x^2 = (i_{r\alpha}, i_{r\beta})^T$ se tiene que la predicción a un paso de la parte medible puede obtenerse como

$$\hat{x}^1(k+1|k) = Rx^1(k) + Sv(k) + \hat{G}(k|k) \quad (12)$$

siendo R la submatriz de H correspondiente a las 4 primeras filas y 4 primeras columnas: $R = H[1-4; 1-4]$, de manera similar se define $S = B[1-4; 1-4]$.

Los sumandos $Rx^1(k)$ y $Sv(k)$ constituyen los TIS+V, es decir, son los términos que afectan a la evolución de las corrientes de estátor provenientes del efecto del voltaje aplicado y de los valores previos de dichas corrientes. El término $\hat{G}(k|k)$ constituye en este caso el TIR, aunque en realidad aglutina los efectos de las variables rotóricas y de cualquier otro factor no modelado. La lógica de funcionamiento de este método habitual consiste en suponer que este término varía con lentitud, de modo que el valor para el instante k se puede tomar igual al valor de $k-1$, siendo este último valor calculado a partir de las mediciones $x^1(k-1)$:

$$\hat{G}(k-1|k) = x^1(k) - Rx^1(k-1) - Sv(k-1) \quad (13)$$

Con esta idea, la predicción a un paso se calcula mediante (12) en lugar de (10). En la mayoría de trabajos de CPCE se utiliza esta técnica. Tiene como principal inconveniente que los valores de G van retrasados pues se utiliza una corrección realizada con las medidas del instante anterior.

3.2. Método propuesto

La propuesta consiste en modificar el bloque TIR del diagrama de bloques. Para ello se van a usar las relaciones entre corrientes de estátor y rotor. Estas relaciones pueden evidenciarse a través del circuito equivalente de la MI. Como puede verse en la Figura 2, el voltaje de estátor produce unas corrientes en estátor y rotor que están relacionadas. Usando los fasores $x_r = (i_{r\alpha}, i_{r\beta})^T$, $x_s = (i_{s\alpha}, i_{s\beta})^T$ la relación se puede expresar mediante un cambio de magnitud y un desfase. Se definen unas variables para representar ambos efectos:

$$\kappa = \frac{|x_r|}{|x_s|} \quad (14)$$

$$\delta = \langle x_r, x_s \rangle. \quad (15)$$

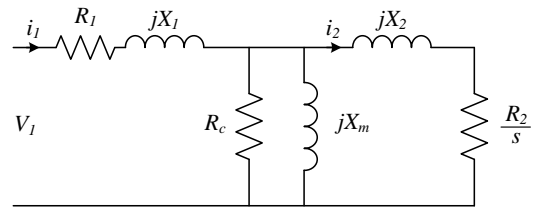


Figura 2: Circuito equivalente de una máquina de inducción.

Los valores κ y δ pueden calcularse a partir del circuito equivalente en función del deslizamiento (s) y de los parámetros de la máquina. Una vez calculados, se pueden usar para estimar las intensidades rotóricas a partir de las estatóricas. La estimación se puede usar en lugar de los valores reales (desconocidos y no medibles) en el cálculo de las predicciones. A continuación se presentan unas ecuaciones para la predicción de corrientes de estátor en ejes $\alpha - \beta$ a un paso y a dos pasos. Para ello se descomponen las matrices H y B del modo que se indica:

$$H = \begin{pmatrix} D_{ss} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & N_{sr} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & D_{xy} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ N_{rs} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & D_{rr} \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} c_2 \mathbf{I}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & c_3 \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ -c_4 \mathbf{I}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{pmatrix}, \quad (16)$$

siendo todas las submatrices que aparecen de dimensión 2×2 . Utilizando ahora las expresiones (10) y (11) para las componentes de x_s se llega a

$$\hat{x}_s(k+1|k) = D_{ss}x_s(k) + N_{sr}x_r(k) + B_{ss}v(k), \quad (17)$$

donde se sustituye $x_r(k) = \kappa R_\delta x_s$ siendo R_δ la matriz de rotación que permite alinear x_r y x_s . De este modo se llega a

$$\hat{x}_s(k+1|k) = (D_{ss} + N_{sr}\kappa R_\delta) x_s(k) + B_{ss}v(k), \quad (18)$$

definiendo $Q = (D_{ss} + N_{sr}\kappa R_\delta)$ se obtiene una expresión de similar complejidad al caso (12). Las componentes de Q dependen de ω_r , al igual que ocurre en el método habitual con las componentes de H . Sin embargo, se evita la actualización (13).

Para la predicción a dos pasos se usa la misma idea en ambos métodos: utilizar la predicción a un paso combinada con el nuevo valor de la señal de control para $(k+1)$. Las ecuaciones resultantes resultan de particularizar el caso general de (11) a cada método, por lo que no se van a detallar.

El análisis de la carga de calculo realiza en base a las operaciones necesarias para cada método. En la Tabla 1 se presentan estos indicadores para las operaciones necesarias para realizar cada uno de los métodos (Hab. = Habitual y Prop. = Propuesto), obviando las operaciones que son comunes a ambos. En dicha tabla no se han tenido en cuenta operaciones innecesarias como por ejemplo el producto de elementos de una matriz que sean siempre nulos. Los valores N_{sum} indican el número de sumas, N_{prod} el número de productos. Como puede verse, el método propuesto tiene una carga de cálculo muy similar aunque menor al método habitual. Esto se ha corroborado experimentalmente en los ensayos experimentales con un procesador digital de señal.

Tabla 1: Carga de cálculo para cada método.

| Operación | Término calculado | N_{sum} | N_{prod} |
|-----------|------------------------------------|-----------|------------|
| Hab. 1 | $\hat{G}(k-1 k)$ | 10 | 6 |
| Hab. 2 | $\hat{x}^1(k-1 k)$ | 10 | 6 |
| Hab. 3 | $R\hat{x}^1(k-1 k)$ | 2 | 6 |
| Total | | 22 | 18 |
| Prop. 1 | $D_{ss} + N_{sr}\kappa R_{\delta}$ | 6 | 4 |
| Prop. 2 | $\hat{x}_s(k+1 k)$ | 10 | 6 |
| Prop. 3 | $Q\hat{x}_s(k+1 k)$ | 2 | 6 |
| Total | | 18 | 16 |

4. Resultados

Se presentan a continuación resultados de simulación y experimentales utilizando como banco de ensayos una MI de 5 fases.

Como criterios de bondad se van a usar los más habituales en el ámbito del CPCE: el error en el control de corriente definido en ejes $\alpha-\beta$ y ejes $x-y$. Estas cantidades quedan definidas mediante:

$$e_{\alpha-\beta} = \sqrt{\frac{1}{(k_2 - k_1 + 1)} \sum_{k=k_1}^{k_2} e_{\alpha\beta}^2(k)} \quad (19)$$

$$e_{x-y} = \sqrt{\frac{1}{(k_2 - k_1 + 1)} \sum_{k=k_1}^{k_2} e_{xy}^2(k)}, \quad (20)$$

siendo k_1, k_2 unos instantes en tiempo discreto que definen una ventana temporal para el promediado. En este caso, $k_2 = k_1 + N_c/f_e/T_m$, siendo f_e la frecuencia eléctrica, T_m el tiempo de muestreo y N_c el número de ciclos para promediar. Dado que $1/f_e$ es del orden de centésimas de segundo, mientras que T_m es del orden de decenas de microsegundos, se tiene que el promediado usa cientos de muestras incluso para $N_c = 1$.

Los parámetros habitualmente usados en el CPCE de la MI se pueden obtener mediante ensayos de identificación como los que se indican en (Gutierrez-Reina et al., 2019). Para el caso de la resistencia que modela pérdidas en el núcleo (R_c), se siguen los estándares internacionales IEEE 112-B e IEC 60034-2-1 (IEEE Power Engineering Society, 2004). Por otro lado, el valor de la inductancia magnetizante se obtiene como $X_m = \omega_r M$. Los valores obtenidos en la identificación de la MI que se va a

usar en simulación y experimentalmente aparecen en la Tabla 2.

Tabla 2: Parámetros de la máquina usada para ensayos y simulación.

| Parámetro | Valor | Unidades |
|-------------------------------------------|-------|-------------------|
| Resistencia estátor, R_s | 12.85 | Ω |
| Resistencia rotor, R_r | 4.80 | Ω |
| Inductancia de fuga del estátor, L_{ls} | 79.93 | mH |
| Inductancia de fuga del rotor, L_{lr} | 79.93 | mH |
| Inductancia mutua, M | 681.7 | mH |
| Resistencia de pérdidas, R_c | 923 | Ω |
| Momento de inercia, J_m | 0.02 | kg m ² |
| Pares de polos, P | 3 | - |

4.1. Simulación

Se presentan a continuación los resultados obtenidos por simulación. La MI usada en las simulaciones es una máquina pentafásica con las características indicadas en la Tabla 2. Se ha simulado el controlador como un bloque digital con mantenedor de orden cero y usando un periodo de muestreo de 80 (μ s) que es un valor habitualmente usado en sistemas polifásicos.

La simulación se ha realizado usando el esquema de CPCE descrito en la sección 2. Se han recorrido distintos puntos de funcionamiento caracterizados por una cierta velocidad y par de carga. Ello da lugar a un cierto valor de la frecuencia eléctrica f_e y de la amplitud de la corriente de estátor de referencia I_s^* . En la Tabla 3 se muestran los errores en la predicción a un paso e_1 y a dos pasos e_2 para el método previo, descrito en 3.1, y para el método propuesto. Los valores indicados son medias cuadráticas extendidas a dos periodos fundamentales de frecuencia f_e . Como puede verse la diferencia es de casi dos órdenes de magnitud a favor del método propuesto. Por supuesto, esto ocurre en el entorno limpio de ruido de la simulación. En el apartado siguiente se explorará el caso experimental. Resulta también interesante ver que para mayor carga y velocidad ambos métodos tienen peores resultados, sin embargo la degradación del método previo es más acusada.

Tabla 3: Resultados de predicción en simulación.

| Pto. Oper. | M. Previo | | Propuesto | | | |
|------------|------------|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| | f_e (Hz) | I_s^* (A) | e_1 (A) | e_2 (A) | e_1 (A) | e_2 (A) |
| 25 | 2.50 | 0.0041 | 0.0092 | 0.0002 | 0.0003 | 0.0003 |
| 50 | 3.00 | 0.0122 | 0.0276 | 0.0003 | 0.0005 | 0.0005 |
| 50 | 4.00 | 0.0146 | 0.0324 | 0.0003 | 0.0005 | 0.0005 |
| 60 | 4.50 | 0.0195 | 0.0486 | 0.0004 | 0.0006 | 0.0006 |
| 60 | 5.50 | 0.0216 | 0.0574 | 0.0003 | 0.0006 | 0.0006 |

La relevancia de estos resultados se entiende fácilmente a la luz de los resultados previos de Arahal et al. (2013) donde se analiza la influencia de los errores de predicción en la calidad del CPCE. No obstante, a fin de concretar con los valores de error hallados para este caso, se presentan a continuación resultados atendiendo a las figuras de mérito descritas anteriormente.

Tabla 4: Resultados de control en simulación.

| Pto. Oper. | M. Previo | | | Propuesto | |
|------------|---------------|----------------|---------------------------|------------------|------------------|
| | f_e (Hz) | I_s^* (A) | $e_{\alpha-\beta}$ (A) | e_{x-y} (A) | e_{x-y} (A) |
| 25 | 2.50 | 0.0609 | 0.0718 | 0.0601 | 0.0705 |
| 50 | 3.00 | 0.0605 | 0.0751 | 0.0564 | 0.0751 |
| 50 | 4.00 | 0.0695 | 0.0762 | 0.0565 | 0.0762 |
| 60 | 4.50 | 0.0758 | 0.0772 | 0.0585 | 0.0771 |
| 60 | 5.50 | 0.0837 | 0.0771 | 0.0562 | 0.0772 |

Como puede verse en la Tabla 4, el error cuadrático medio en el seguimiento de corrientes se ve reducido por el método propuesto. La reducción es más notable a mayor carga y velocidad de la MI, en concordancia con la idea del método simple que supone variaciones pequeñas de un instante de muestreo a otro.

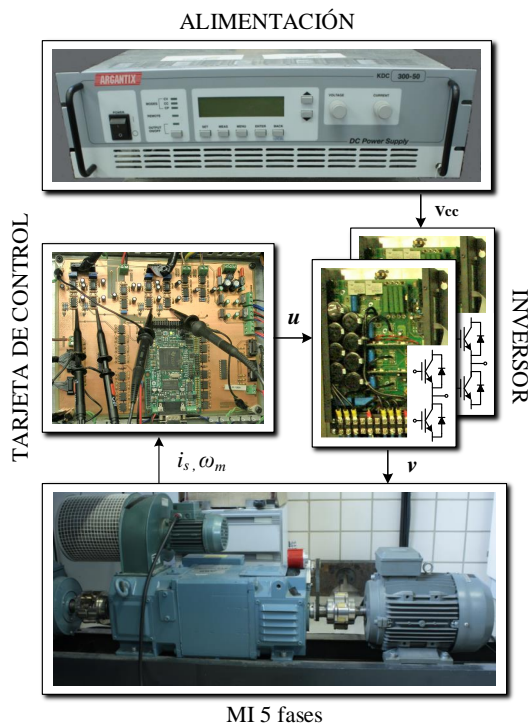


Figura 3: Fotografías del sistema experimental.

4.2. Ensayos de laboratorio

Los resultados de simulación se complementan con ensayos de laboratorio usando una máquina de inducción de 5 fases. Este motor ha sido construido a partir de otro de 3 fases y 30 ranuras mediante rebobinado. El motor resultante tiene los parámetros que se indican en la Tabla 2. Para su alimentación se usan 5 patas de dos inversores trifásicos SEMIKRON SKS-22F conectados a un voltaje de continua $V_{CC} = 300$ (V).

El programa de control corre en un procesador TMS320F28335 que recibe señales de una placa MSK28335. Las medidas de velocidad se obtienen a partir de un codificador digital de posición GHM510296R/2500.

La Figura 3 muestra fotografías de algunos de los componentes. El programa de control se ha escrito en Code Composer Studio usando el lenguaje C y corre con un tiempo de muestreo de 80 microsegundos.

Los resultados de la Tabla 5 corresponden al error cuadrático medio en ejes $\alpha - \beta$ ($e_{\alpha-\beta}$) y el error cuadrático medio la predicción a dos pasos (e_2). Como puede verse, el método propuesto mejora al habitual en todos los puntos de operación.

Tabla 5: Resultados experimentales de control y predicción.

| Pto. Oper. | M. Previo | | | Propuesto | |
|------------|---------------|----------------|---------------------------|--------------|---------------------------|
| | f_e (Hz) | I_s^* (A) | $e_{\alpha-\beta}$ (A) | e_2 (A) | $e_{\alpha-\beta}$ (A) |
| 28 | 1.25 | 0.1038 | 0.1521 | 0.0776 | 0.1031 |
| 33 | 1.29 | 0.1068 | 0.1525 | 0.0782 | 0.1041 |
| 42 | 1.32 | 0.1141 | 0.1537 | 0.0791 | 0.1086 |
| 51 | 1.42 | 0.1183 | 0.1583 | 0.0797 | 0.1097 |
| 60 | 1.61 | 0.1218 | 0.1595 | 0.0803 | 0.1112 |

En las Figuras 4 y 5 se muestran las trayectorias de la corriente $i_{s\alpha}$ y su referencia $i_{s\alpha}^*$ y de la corriente i_{sx} (cuya referencia es cero). Los resultados para los ejes conjugados β e y son similares y no se incluyen por claridad de exposición. Como puede verse la calidad de las corrientes de estátor es superior para el método propuesto. Además, el deterioro que suele producirse a mayor velocidad es menos acusado para el caso del método propuesto.

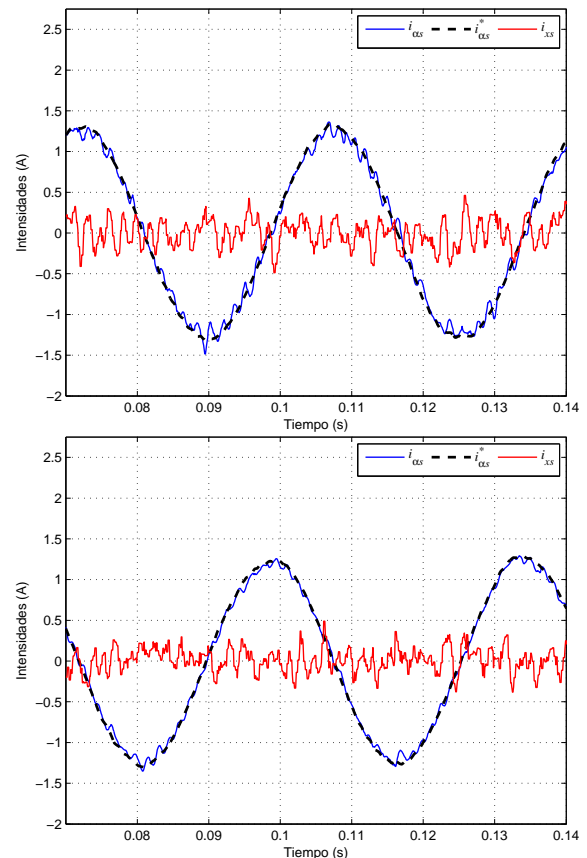


Figura 4: Resultados experimentales a velocidad media obtenidos con el método habitual (arriba) y con el propuesto (abajo).

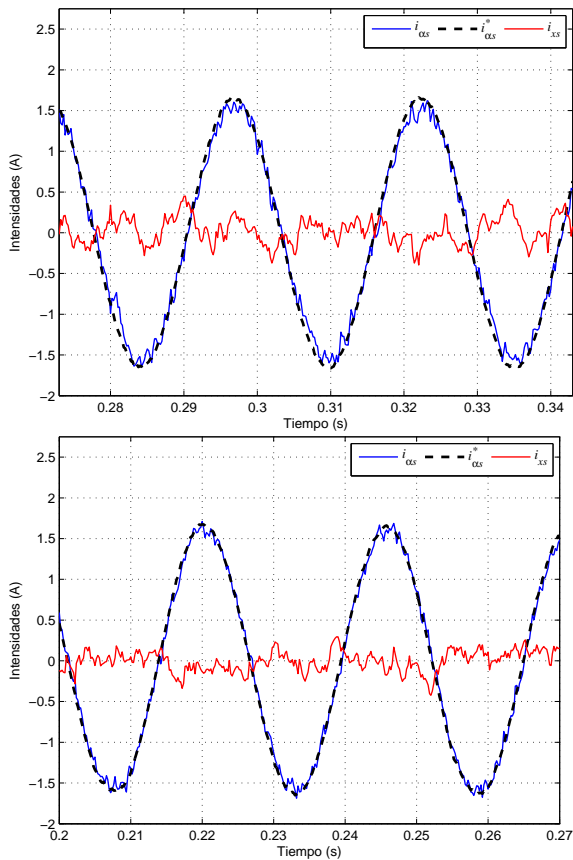


Figura 5: Resultados experimentales a velocidad nominal obtenidos con el método habitual (arriba) y con el propuesto (abajo).

5. Conclusiones

El uso del circuito equivalente ha permitido deducir unas expresiones que ligan las corrientes de rotor y de estátor. Dichas expresiones se han incorporado al esquema de predicción habitual del control predictivo de corrientes de estátor. La complejidad del controlador no se ve afectada pues no hay operaciones extra, solamente cambios en las matrices del modelo. Los resultados de simulación y experimentales avalan la propuesta.

Agradecimientos

Este trabajo ha sido financiado por el proyecto RTI2018-101897-B-I00 de FEDER/Ministerio de Ciencia e Innovación - Agencia Estatal de Investigación, y por Junta de Andalucía y Fondos FEDER a través del proyecto P20_00546, España.

Referencias

- Abu-Rub, H., Guzinski, J., Krzeminski, Z., Toliyat, H. A., 2001. Predictive current control of voltage source inverters. In: Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE. Vol. 2. pp. 1195–1200 vol.2.
- Arahal, M. R., Barrero, F., Durán, M. J., Ortega, M. G., Martín, C., 2018. Trade-offs analysis in predictive current control of multi-phase induction machines. *Control Engineering Practice* 81, 105–113.
- Arahal, M. R., Castilla, M., Alvarez, J. D., Sanchez, J. A., 2013. Subharmonic content in finite-state model predictive current control of IM. In: Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE. IEEE, pp. 5866–5872.
- Beltrán, A., Rumbo, J., Azcaray, H., Santiago, K., Calixto, M., E., S., 2019. Simulation and control of the speed and electromagnetic torque of a three-phase induction motor: focus on electric vehicles. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial* 16 (3), 308–320.
- Bermudez, M., Arahal, M. R., Duran, M. J., Gonzalez-Prieto, I., 2020. Model predictive control of six-phase electric drives including ARX disturbance estimator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 68 (1), 81–91.
- Camacho, E. F., Bordons, C., 2013. *Model predictive control*. Springer.
- Duarte-Mermoud, M., Milla, F., 2018. Estabilizador de sistemas de potencia usando control predictivo basado en modelo. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial* 15 (3), 286–296.
- Duran, M. J., Levi, E., Barrero, F., 2017. Multiphase electric drives: Introduction. *Wiley encyclopedia of electrical and electronics engineering*, 1–26.
- 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.
- García Entrambasaguas, P., Gonzalez-Prieto, I., Duran, M., Bermudez, M., Barrero, F., 2019. Fault tolerance in direct torque control with virtual voltage vectors. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial* 16 (1), 56–65.
- Gutierrez-Reina, D., Barrero, F., Riveros, J., Gonzalez-Prieto, I., Toral, S. L., Duran, M. J., 2019. Interest and applicability of meta-heuristic algorithms in the electrical parameter identification of multiphase machines. *Energies* 12 (2), 314.
- Holmes, D., Martin, D., 1996. Implementation of a direct digital predictive current controller for single and three phase voltage source inverters. In: Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS'96., Conference Record of the 1996 IEEE. Vol. 2. IEEE, pp. 906–913.
- Holtz, J., Stadtfeld, 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.
- IEEE Power Engineering Society, 2004. IEEE standard test procedure for polyphase induction motors and generators. IEEE Power Engineering Society Piscataway, NJ, USA.
- 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.
- Liu, C., Luo, Y., 2017. Overview of advanced control strategies for electric machines. *Chinese Journal of Electrical Engineering* 3 (2), 53–61.
- Martín, C., Arahal, M. R., Barrero, F., Durán, M. J., 2016. Five-phase induction motor rotor current observer for finite control set model predictive control of stator current. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63 (7), 4527–4538.