

Optimización de la eficiencia en el accionamiento de una máquina de inducción mediante algoritmo basado en el método de punto interior

Pacheco-Montiel, J.^a, Badaoui, M.^a, Rodríguez-Rivas, J.J.^{a,*}, Alvarado-Farías, J.M.^a, Carranza-Castillo, O.^b, Ortega-González, R.^b

^aInstituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Av. Luis Enrique Erro s/n, 07738 Ciudad de México, México.

^bInstituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Cómputo, Juan de Dios Bátiz s/n, 07338, Ciudad de México, México

To cite this article: Pacheco-Montiel, J., Badaoui, M., Rodríguez-Rivas, J.J., Alvarado-Farías, J.M., Carranza-Castillo, O., Ortega-González, R. 2021. Optimization of the efficiency in an induction machine drive by algorithm based on the interior point method. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 18 336-346. <https://doi.org/10.4995/riai.2020.13418>

Resumen

En este trabajo se realiza la optimización de la eficiencia del sistema *Inversor-Máquina de Inducción* (MI) del tipo jaula de ardilla, utilizando un algoritmo basado en el Método de Punto Interior (MPI), donde las variables de entrada son el par electromagnético y la velocidad del rotor en estado estacionario, y como salidas se obtienen los valores de la eficiencia óptima y del deslizamiento. Se calcula el valor del flujo óptimo del rotor que se utiliza como referencia en el lazo de control del flujo, en el control vectorial método directo de la MI. Se obtienen resultados de simulación donde se observa el incremento de la eficiencia en estados de baja carga. Se describe la instalación experimental usada en la implementación del control vectorial con máxima eficiencia del sistema, y se muestran los resultados experimentales obtenidos. Se realiza una discusión sobre los resultados y la utilización del Método de Optimización de Punto Interior.

Palabras clave: Accionamientos con inversores, control de máquinas de inducción, mejora de la eficiencia, problemas de optimización

Optimization of the efficiency in an induction machine drive by algorithm based on the interior point method

Abstract

This work optimizes the efficiency of the squirrel cage type *Inverter-Induction Machine* (IM) system, using an algorithm based on the Interior Point Method (IPM), where the input variables are the electromagnetic torque and the rotor speed at steady state, and as outputs the optimal efficiency and slip values are obtained. The optimum rotor flux value is calculated, which is used as a reference in the flux control loop, in the direct control vector method of the IM. Simulation results are obtained where the increase in efficiency is observed in low load states. The experimental installation used in the implementation of the vector control with maximum system efficiency is described, and the experimental results obtained are shown. A discussion is carried out on the results and the use of the Interior Point Optimization Method.

Keywords: Inverter drives, controlling induction machines, efficiency enhancement, optimization problems

1. Introducción

Mejorar la eficiencia energética en todos los aspectos de la vida moderna y contribuir de manera eficaz en la reducción de la huella de carbono, cada vez se percibe como

uno de los objetivos esenciales de la sociedad moderna. El consumo energético de las máquinas eléctricas sobrepasa el 60% del consumo total de la industria, y el 46% del consumo global de energía (IEA, 2018), (McElveen et al., 2019), siendo las máquinas de inducción (MI) las de mayor

*Autor para correspondencia: jjrodriguezr@ipn.mx

utilización. Considerando lo anterior, una pequeña reducción en las pérdidas de estas máquinas impactará en el consumo mundial de energía. El surgimiento de las clases de alta eficiencia (clases IE1-IE4) en los motores de corriente alterna, establece mediante la norma IEC 60034-30-1 (IEC, 2014), que los valores de eficiencias en motores de más de 50kW tienen que ser superiores al 95 % en la clase IE4, conocida como 'super premium' (De Almeida et al., 2014). Estos valores de eficiencia se obtienen a carga nominal, sin embargo, operaciones en estados de carga inferiores al nominal son frecuentes, reduciéndose los valores de la eficiencia.

En MI subcargadas se puede obtener un punto de operación con máxima eficiencia, mediante el debilitamiento del campo magnético del entrehierro (Sul, 2011), realizando un proceso de optimización donde intervienen variables de la MI, que pudiera incluir variables de otras partes del accionamiento eléctrico (AE) del motor, como es el inversor. En los accionamientos eléctricos industriales de MI en general, no se incluye un control de la eficiencia, sin embargo, la gradual mejora en la normatividad vinculada con la caracterización de las pérdidas en motores polifásicos, impulsa la implementación de algoritmos de optimización de la eficiencia en los AE de MI (McElveen et al., 2019). Se han reportado investigaciones relacionadas con el control de la eficiencia de la MI y en el sistema *Inversor-MI*, utilizando diferentes métodos. En (Mallik et al., 2017) se propone un control usando algoritmos genéticos para la optimización de la eficiencia del AE de MI; la optimización de la eficiencia en motores lineales usados en AE de trenes eléctricos se analiza en (Xu et al., 2019), (Xu et al., 2020). Se han implementado controles de la eficiencia en (Eftekhari et al., 2020), donde se propone un modelo de pérdidas basado en un circuito eléctrico para el control directo del flujo y del par (DTC) de una MI; en (Taheri et al., 2012) para una MI de seis fases con DTC, se utiliza el método del gradiente descendente adaptable del flujo con mejora en la eficiencia. En (Shukla and Singh, 2017) se propone un control vectorial de la velocidad sin sensor, utilizando orientación del flujo del rotor con optimización de la eficiencia, para una aplicación de un sistema de bombeo aislado de la red y alimentado con paneles solares. En (Borisevich and Schullerus, 2016) se muestra un método de optimización de la eficiencia en MI, donde se aplican técnicas en estado transitorio que son usadas en estado estable, considerando cambios en escalón del par y siguiendo una estrategia subóptima, que permite considerar los efectos de la saturación; en regímenes dinámicos con variaciones del par, se propone en (Stumper et al., 2013) un método de minimización de las pérdidas en el cobre y en el núcleo, de una MI, que es integrado en un esquema de control predictivo, donde la optimización es realizada en línea en cada período de muestreo. La evaluación de los métodos de optimización de la eficiencia de MI requiere de la medición de la eficiencia real, la cual pudiera tener errores asociados con la medición realizada durante la operación de la MI en condiciones dinámicas (Salomon et al., 2015), y bajo condiciones de desbalance y distorsión de las tensiones de alimentación (Santos et al., 2015). En todos estos trabajos, la optimización se realiza en la eficiencia de la MI sin considerar el resto del AE, aunque la eficiencia de la máquina tiene un peso específico alto en la eficiencia general del AE, no tiene

que coincidir el punto óptimo de la eficiencia de la MI con el punto de máxima eficiencia del sistema, cuando se consideran otras variables además de las de la máquina.

En AE de MI donde se considere la eficiencia del inversor como parte de la eficiencia general del sistema, el problema puede complicarse si además de las pérdidas en conducción y conmutación de los semiconductores (Rao and Chamund, 2014), se consideran otras variables que se deseen optimizar como la frecuencia del inversor, y el tipo de modulador del ancho de los pulsos (PWM) que se debe usar para obtener una reducción de las pérdidas (Rathore et al., 2013). La reducción de la frecuencia de conmutación disminuye las pérdidas y las emisiones electromagnéticas en el inversor, pero incrementa el contenido de armónicos que provoca un incremento de las pérdidas en la MI. La obtención de un valor de la frecuencia que minimice las pérdidas totales en el sistema *Inversor-MI*, requiere de un estudio de optimización. En mediana y alta potencia, donde las estructuras de la etapa de electrónica de potencia pueden incluir uno o varios inversores multiniveles (Colín et al., 2017), el proceso de optimización debe incluir más variables que las que se consideran, cuando se analiza solamente la MI.

En este trabajo se utiliza un algoritmo basado en el Método de Punto Interior (MPI) para optimizar las pérdidas del sistema *Inversor-MI*, pudiéndose incluir más variables y considerar estructuras de convertidores más complicadas como los multiniveles. Realizar un proceso de optimización en tiempo real requiere del uso de algoritmos que soporten múltiples variables involucradas con la eficiencia de todo el AE. El MPI ha sido utilizado en resolver problemas de ingeniería, aunque no ha sido usado en problemas de optimización de la eficiencia en AE de MI. En (Farhat and El-Hawary, 2009) se revisa el estado del arte de la aplicación del MPI en problemas de optimización en sistemas eléctricos de potencia. En (Capitanescu and Wehenkel, 2013) se aplica en calcular flujos de potencia óptimos con restricciones de seguridad. En (Casacio et al., 2019) se optimiza el despacho hidrotérmico a corto plazo, para satisfacer la demanda bajo restricciones de seguridad. En este trabajo se obtienen flujos óptimos de potencia, con un tiempo de cómputo menor al obtenido en programas comerciales como Matlab. Con el objetivo de estudiar los flujos de potencia en microrredes balanceadas operando en modo isla, en (Vural, 2015) se presenta un nuevo algoritmo basado en el MPI y como resultado, la velocidad de cómputo es más rápida que la obtenida con el programa PSCAD.

El MPI requiere de mayor procesamiento a medida que se incrementa el número de variables involucradas con la optimización, por lo que se necesitan controladores digitales de señales (DSC) con alta capacidad, que puedan ser utilizados en sistemas multivariados. En el presente trabajo se obtienen resultados de simulación, los cuales son corroborados con resultados experimentales obtenidos en el AE de una MI, utilizando control vectorial método directo con orientación del flujo del rotor, cuyo valor del flujo de referencia en el lazo de control es calculado mediante optimización utilizando un algoritmo basado en el MPI. Los resultados demuestran la eficacia del método para el cálculo del valor óptimo del flujo del rotor, cuando se consideran múltiples variables que impactan

en la obtención del punto de máxima eficiencia en el sistema Inversor-MI.

2. Modelo de la máquina de inducción en estado estacionario.

En la Figura 1 se muestra el circuito equivalente por fase referido al estator de la máquina de inducción (MI) jaula de ardilla, utilizado en el análisis en estado estacionario (Sul, 2011).

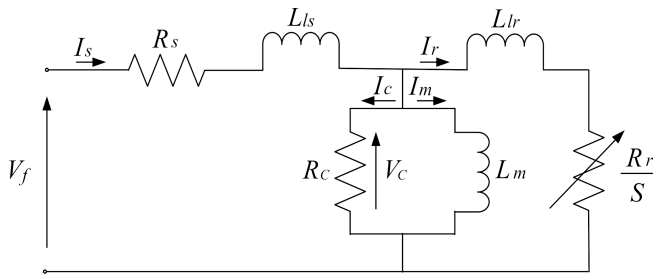


Figura 1: Circuito equivalente de la MI

donde: V_f es la tensión de fase, V_c es la fuerza contra electromotriz, I_s e I_m son las corrientes del estator y de magnetización, I_r e I_c son las corrientes del rotor y en la rama de las pérdidas de núcleo, R_s y R_r son las resistencias del estator y del rotor, L_{ls} y L_{lr} son las inductancias de dispersión del estator y rotor, R_c es la resistencia equivalente para las pérdidas de núcleo y L_m es la inductancia de magnetización. El deslizamiento por unidad (S) se expresa por:

$$S = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} = \frac{\omega_e - (\frac{p}{2})\omega_m}{\omega_e} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_e}, \tag{1}$$

$$\omega_e = \frac{p}{2} \frac{\omega_m}{1 - S}, \quad \omega_m = \frac{\pi}{30} n \tag{2}$$

donde ω_e es la frecuencia del estator en (rad/s), ω_r y ω_{sl} son las velocidades eléctricas del rotor y del deslizamiento en (rad/s) respectivamente, ω_m y n son la velocidad mecánica del rotor en (rad/s) y en rpm, y p es el número de polos.

2.1. Accionamiento eléctrico de la MI

El accionamiento de la MI mostrado en la Figura 2 está formado por un inversor con seis transistores de compuertas aisladas (IGBT, por sus siglas en inglés), seis diodos y una MI. Mediante un proceso de optimización se encuentra el valor del deslizamiento S , para máxima eficiencia del sistema en estado estacionario.

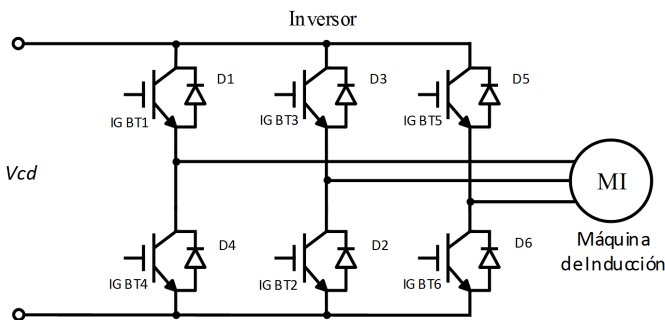


Figura 2: Sistema inversor máquina de inducción.

Las variables de entrada durante la optimización son el par electromagnético T_e y la velocidad mecánica del rotor (n). Todas las expresiones requeridas para el cálculo de la eficiencia del sistema (Figura 2) se formulan en función del deslizamiento del rotor, como se muestra en la siguiente sección.

3. Pérdidas en la MI y en el inversor

Las pérdidas en la MI se dividen en pérdidas en el cobre en el estator y rotor, en el núcleo (histéresis y de remolino), pérdidas por fricción y resistencia al viento, y pérdidas adicionales. Conocidos todos los parámetros del circuito equivalente (ver Figura 1), obtenidos a partir de la información del fabricante de la MI o de pruebas realizadas, las expresiones para calcular las pérdidas en función del deslizamiento se obtienen del circuito equivalente de la Figura 1, como se muestra a continuación.

3.1. Pérdidas en el cobre del rotor

A partir del circuito de la Figura 1, se halla el valor de la corriente eficaz del rotor (I_r):

$$I_r = \sqrt{\frac{2S}{3pR_r} T_e \omega_e} \tag{3}$$

donde T_e es el par electromagnético de la MI. Las pérdidas en el cobre del rotor se calculan mediante la expresión:

$$P_{cur} = 3I_r^2 \frac{R_r}{S} \tag{4}$$

3.2. Pérdidas en el cobre del estator

Una vez calculada la corriente del rotor, el valor eficaz de la corriente del estator (I_s) se obtiene de la Figura 1, de la siguiente forma:

$$I_s = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_c R_r}{S} - L_m L_{lr} \omega_e^2\right)^2 + \left(R_c L_m + \frac{R_r L_m}{S} + R_c L_{lr}\right) \omega_e^2}}{L_m R_c \omega_e} I_r \tag{5}$$

Las pérdidas en el cobre del estator se calculan mediante (6).

$$P_{cus} = 3I_s^2 R_s \tag{6}$$

3.3. Pérdidas en el núcleo, por fricción y resistencia del viento, y pérdidas adicionales

Las pérdidas en el núcleo, por fricción, resistencia del viento y adicionales (P_c) están consideradas en el valor de R_c (debido al procedimiento que se sigue en la prueba sin carga de la MI). En la Figura 1, el valor eficaz de la fuerza contra electromotriz de la MI se obtiene por:

$$V_c = \sqrt{\frac{S T_e \omega_e}{3 R_r} \left(\frac{R_r^2}{S^2} + L_{lr}^2 \omega_e^2 \right)} \tag{7}$$

Entonces, el valor de P_c se calcula mediante (7).

$$P_c = 3 \frac{V_c^2}{R_c} \tag{8}$$

3.4. Pérdidas en los transistores (IGBT) y diodos del inversor

Las pérdidas en los IGBT son de dos tipos: de conducción (P_{cIGBT}) y de conmutación (P_{swIGBT}), y en los diodos del inversor también son de dos tipos: de conducción (P_{cD}) y por la recuperación inversa (P_{rD}). Las expresiones (9)-(12) son usadas para el cálculo de las pérdidas en los semiconductores del inversor (Rao and Chamund, 2014).

$$P_{cIGBT} = \sqrt{2}V_{cesat}I_s \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m_a}{8} FP \right) + 2I_s^2 R_{ce} \left(\frac{1}{8} + \frac{m_a}{3\pi} FP \right) \quad (9)$$

donde: I_s es el valor eficaz de la corriente en el estator de la MI, V_{cesat} es la caída de tensión de colector a emisor en saturación en el IGBT, FP es el factor de potencia de la MI, m_a es el índice de modulación en la modulación con vectores espaciales (SVM, por sus siglas en inglés) en el inversor y R_{ce} es la resistencia de colector a emisor en el IGBT, valor tomado de la hoja de datos.

$$P_{swIGBT} = \frac{(E_{on} + E_{off}) I_{pk} f_{sw} V_{cd}}{\pi I_{nom} V_{nom}} \quad (10)$$

donde E_{on} y E_{off} son las energías de pérdidas durante el encendido y el apagado del IGBT respectivamente. I_{pk} es el valor pico de I_s , f_{sw} es la frecuencia de conmutación, V_{cd} es la tensión en el bus de corriente directa (CD), I_{nom} y V_{nom} son los valores nominales de la corriente y la tensión respectivamente, tomados de la hoja de datos del IGBT.

$$P_{cD} = \sqrt{2}V_{fw}I_s \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m_a}{8} FP \right) + 2I_s^2 R_{ak} \left(\frac{1}{8} - \frac{m_a}{3\pi} FP \right) \quad (11)$$

donde V_{fw} es la caída de tensión en los diodos y R_{ak} es la resistencia de los diodos, tomadas de la hoja de datos del diodo.

$$P_{rD} = \frac{E_{rec} I_{pk} f_{sw} V_{dc}}{\pi I_{nom} V_{nom}} \quad (12)$$

donde E_{rec} son las pérdidas durante la recuperación inversa de los diodos, valor tomado de la hoja de datos.

3.5. Índice de modulación de amplitud (m_a) y factor de potencia (FP) en función del deslizamiento (S)

El m_a en SVM se define por:

$$m_a = \frac{\sqrt{2}V_f}{\pi V_{dc}} \quad (13)$$

donde V_f es formulado a partir de la Figura 1, obteniéndose

$$m_a = \frac{\sqrt{2} \left| \vec{I}_s (R_s + jX_{ls}) + \vec{V}_c \right|}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} \quad (14)$$

donde $X_{ls} = \omega_e L_{ls}$ y V_c en función del deslizamiento (S) es calculado en (7). El valor del FP en la MI como una función del deslizamiento se obtiene a partir de la Figura 1.

$$FP = \cos \left(\frac{E}{\sqrt{E^2 + F^2}} \right) \quad (15)$$

donde:

$$E = \frac{A + R_s(C + D)}{C + D}, F = \frac{B + \omega_e L_{ls}(C + D)}{C + D}$$

$$A = -R_c^2 \omega_e^2 L_m L_{lr} S R_r + R_c \omega_e^4 L_m^2 L_{lr}^2 S^2 + \omega_e L_m R_c R_r (\omega_e L_m R_c S + \omega_e L_{lr} R_c S + \omega_e L_m R_r)$$

$$B = R_c \omega_e^2 L_m L_{lr} S (\omega_e L_m R_c S + \omega_e L_{lr} R_c S + \omega_e L_m R_r) + \omega_e L_m R_c R_r (R_c R_r - \omega_e^2 L_{lr} L_m S)$$

$$C = (R_c R_r - \omega_e^2 L_{lr} L_m S)^2$$

$$D = (\omega_e L_m R_c S + \omega_e L_{lr} R_c S + \omega_e L_m R_r)^2$$

4. Función objetivo y restricciones en el procedimiento de optimización de la eficiencia

El objetivo es maximizar la eficiencia del sistema *Inversor-MI* (η_{sis}) durante el proceso de optimización. La eficiencia total del sistema se define por:

$$\eta_{sis} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{losses}}$$

donde P_{out} y P_{losses} son la potencia de salida y las pérdidas totales del sistema respectivamente. Sustituyendo se obtiene:

$$\eta_{sis}(S) = \frac{T_e \omega_m}{T_e \omega_m + \underbrace{P_{cur} + P_{cus} + P_c}_{MI} + \underbrace{P_{sw} + P_c + P_r + P_c}_{IGBTs} + \underbrace{P_r + P_c}_{diodos}} \quad (16)$$

Durante la optimización se obtiene el valor de S para máxima eficiencia en el sistema. Con el valor de S encontrado, es posible calcular diferentes variables usando el circuito equivalente de la MI (Figura 1) y las ecuaciones (3) - (15), considerando una operación en estado estacionario del sistema (Figura 2). Durante la optimización se establecen dos restricciones que son:

$$0 < S \leq 1$$

$$0 < I_s \leq I_n$$

donde I_n es el valor nominal de la corriente de la MI. El problema de optimización se describe a continuación:

$$\begin{aligned} \text{mín.} & \quad -\eta_{sis}(S) \\ \text{s. a :} & \quad S + z_1 - 1 = 0 \\ & \quad S - z_2 = 0 \\ & \quad I_s + z_3 - I_n = 0 \\ & \quad I_s - z_4 = 0 \end{aligned} \quad (17)$$

donde las z_i para $i = 1, \dots, 4$ representan las variables de holgura.

5. Descripción del Método de Punto Interior

En esta sección se describe el MPI que se implementa para resolver el problema de optimización dado por (17). El método consiste en un algoritmo iterativo que dado un punto inicial \mathbf{x}_0 , se avanza hacia el punto óptimo dentro de la región factible en cada iteración, en lugar de visitar los vértices como en el caso del método Simplex para programación. El primer paso en el algoritmo es representar el problema de optimización no lineal (17), en la siguiente forma (Benson and Shanno, 2014):

$$\begin{aligned} \text{mín.} \quad & f(\mathbf{x}) \\ \text{s.a.} \quad & h_i(\mathbf{x}) \geq 0 \quad i = 1, 2, \dots, m \end{aligned} \quad (18)$$

donde $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$, $f(\mathbf{x})$ y $h_i(\mathbf{x})$ son de clase $C^2(\mathbb{R}^n)$. Agregando la variables de holgura $z \in \mathbb{R}^m$, el problema de optimización (18) queda como sigue

$$\begin{aligned} \text{mín.} \quad & f(\mathbf{x}) \\ \text{s.a.} \quad & h(\mathbf{x}) - z = 0 \\ & z \geq 0 \end{aligned} \quad (19)$$

A continuación se introduce la barrera logarítmica en (19), por lo tanto, el problema de optimización es expresado por:

$$\begin{aligned} \text{mín.} \quad & f(\mathbf{x}) - \mu \sum_{i=1}^m \ln(z_i) \\ \text{s.a.} \quad & h(\mathbf{x}) - z = 0 \end{aligned} \quad (20)$$

donde el término μ es conocido como el parámetro de la barrera logarítmica. Con la finalidad de convertir el problema de optimización con restricciones en un problema sin restricciones, se introduce el Lagrangiano de (20) dado por \mathcal{L} como:

$$\mathcal{L}(\mathbf{x}, z, \lambda, \mu) = f(\mathbf{x}) - \mu \sum_{i=1}^m \ln(z_i) - \lambda^T (h(\mathbf{x}) - z) \quad (21)$$

donde λ es el vector de los multiplicadores de Lagrange asociados a las restricciones del problema (17). Entonces las condiciones de optimalidad de Karush-Kuhn-Tucker (KKT) quedan como sigue:

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{x}} \mathcal{L} &= \nabla f(\mathbf{x}) - \nabla h(\mathbf{x})^T \lambda = 0 \\ \nabla_z \mathcal{L} &= -\mu W^{-1} e + \lambda = 0 \\ \nabla_{\lambda} \mathcal{L} &= h(\mathbf{x}) - z = 0 \end{aligned} \quad (22)$$

Considerando la siguiente notación:

$$\begin{aligned} \blacksquare Y &= \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_m \end{bmatrix} \\ \blacksquare W &= \begin{bmatrix} z_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & z_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & z_m \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\blacksquare e = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$$

si la segunda ecuación de (22) se multiplica por W , entonces se obtiene el sistema primal-dual:

$$\begin{aligned} \nabla f(\mathbf{x}) - \nabla h(\mathbf{x})^T \lambda &= 0 \\ -\mu e + WY e &= 0 \\ h(\mathbf{x}) - z &= 0 \end{aligned} \quad (23)$$

Para resolver el sistema no lineal (23), se emplea el método de Newton como se muestra a continuación:

$$\begin{bmatrix} H(\mathbf{x}, \lambda) & 0 & -A(\mathbf{x})^T \\ 0 & Y & W \\ A(\mathbf{x}) & -I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x} \\ \Delta z \\ \Delta \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\nabla f(\mathbf{x}) + A(\mathbf{x})^T \lambda \\ \mu e - WY e \\ -h(\mathbf{x}) + z \end{bmatrix} \quad (24)$$

donde:

$$\begin{aligned} \blacksquare H(\mathbf{x}, \lambda) &= \nabla^2 f(\mathbf{x}) - \sum_{i=1}^m \lambda_i \nabla^2 h_i(\mathbf{x}) \\ \blacksquare A(\mathbf{x}) &= \nabla h(\mathbf{x}) \end{aligned}$$

Como el sistema de ecuaciones de (24) es no simétrico, realizando la transformación propuesta en (Benson and Shanno, 2014) (multiplicar la primera ecuación por -1 y la segunda por $-W^{-1}$), se obtiene la representación:

$$\begin{bmatrix} -H(\mathbf{x}, \lambda) & 0 & A(\mathbf{x})^T \\ 0 & -W^{-1}Y & -I \\ A(\mathbf{x}) & -I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x} \\ \Delta z \\ \Delta \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma \\ -\gamma \\ \rho \end{bmatrix} \quad (25)$$

donde:

$$\begin{aligned} \blacksquare \sigma &= \nabla f(\mathbf{x}) - A^T(\mathbf{x})\lambda \\ \blacksquare \gamma &= \mu W^{-1} e - \lambda \\ \blacksquare \rho &= z - h(\mathbf{x}) \end{aligned}$$

Considerando que Δz está dado por:

$$\Delta z = WY^{-1}(\gamma - \Delta \lambda) \quad (26)$$

entonces el sistema (25) se reduce a:

$$\begin{bmatrix} -H(\mathbf{x}, \lambda) & A^T(\mathbf{x}) \\ A(\mathbf{x}) & WY^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x} \\ \Delta \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma \\ \rho + WY^{-1}\lambda \end{bmatrix} \quad (27)$$

Dado un conjunto de puntos iniciales \mathbf{x}_0 , z_0 y λ_0 , el algoritmo de punto interior avanza de forma iterativa mediante las sucesiones:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^{(k+1)} &= \mathbf{x}^{(k)} + \alpha^{(k)} \Delta \mathbf{x}^{(k)} \\ z^{(k+1)} &= z^{(k)} + \alpha^{(k)} \Delta z^{(k)} \\ \lambda^{(k+1)} &= \lambda^{(k)} + \alpha^{(k)} \Delta \lambda^{(k)} \end{aligned} \quad (28)$$

$\alpha^{(k)}$ es la longitud del paso. En problemas de programación lineal, se emplean dos tipos de pasos, el primero $\alpha_p^{(k)}$ para actualizar el problema primal: las variables de decisión y las variables de holgura, y el segundo $\alpha_d^{(k)}$ para actualizar el problema dual: los multiplicadores de la Lagrange. Sin embargo, para problemas de optimización no lineal, se emplea un sólo tamaño de paso $\alpha^{(k)}$.

5.1. Actualización de la Longitud del Paso α y del Parámetro de la Barrera Logarítmica μ

Los tamaños de paso para el problema de optimización primal-dual son seleccionados de tal manera que se mantengan las variables de holgura y multiplicadores de Lagrange estrictamente positivas, como se muestra a continuación (Vanderbei and Shanno, 1999):

$$\alpha_p = 0.99995 \left(\text{Mín.} \left\{ 1; -k \frac{z_i}{\Delta z_i} : \Delta z_i < 0 \right\} \right) \quad (29)$$

$$\alpha_d = 0.99995 \left(\text{Mín.} \left\{ 1; -k \frac{\lambda_i}{\Delta \lambda_i} : \Delta \lambda_i < 0 \right\} \right)$$

con $0 < k < 1$. Sin embargo, como se mencionó anteriormente, para el caso de programación no lineal, α_p es igual a α_d . Para la actualización del parámetro de la barrera logarítmica μ , se emplea (Vanderbei and Shanno, 1999):

$$\mu = \gamma \frac{z^T \lambda}{m} \quad (30)$$

donde $0 \leq \gamma < 1$.

5.2. Criterio de Paro

El criterio de paro considerado en este trabajo para detener el proceso iterativo (Andreasson et al., 2020) es :

$$\| \nabla f(\mathbf{x}_k) \| \leq \epsilon_1 (1 + |f(\mathbf{x}_k)|), \epsilon_1 > 0 \quad (31)$$

donde ϵ_1 es un valor muy pequeño (ver Apéndice A).

6. Resultados de simulación

En la Figura 3 se representa el caso donde el par de carga ($T_l = T_e$, en estado estacionario) es igual a 0.9 por unidad y la velocidad del rotor es igual a su valor nominal ($n = n_n$), los valores base en el sistema por unidad son los nominales. Cada punto representa una ejecución del algoritmo de optimización, que en este caso converge en doce iteraciones considerando el criterio de paro (31), obteniéndose los valores de máxima eficiencia del sistema (η_{sis}) y de deslizamiento. El número de iteraciones del algoritmo antes de converger depende de la cercanía del punto inicial de ejecución, del punto de máxima eficiencia, por lo que el tiempo puede variar, siendo igual este tiempo en simulación y en la experimentación, debido a que para ambos casos se utilizó el programa Python en una tarjeta *Raspberry Pi 3*. El tiempo de ejecución del algoritmo con doce iteraciones es de 9.3 s. Los puntos de las primeras iteraciones no aparecen debido a que quedaron fuera del área mostrada. En la Figura 3 también se muestran la eficiencia del inversor (η_i) y la eficiencia de la MI (η_m), además de la eficiencia total del sistema (η_{sis}). En la parte superior de la Figura 3 se observa el comportamiento de la corriente del estator (I_s), donde en el punto de máxima η_{sis} , el valor de la corriente es mínima o cercana al valor mínimo. Los valores de η_i y η_m se obtienen utilizando (16), pero considerando solamente las pérdidas en el inversor o en la MI, y ajustando el valor de la potencia de salida. En el caso mostrado en Figura 3, se cumple con las restricciones (17), obteniéndose: $0.0 \ll (I_s = 4.94) \ll 5.0A$, y $0.0 \ll (S = 0.13) \ll 1.0$.

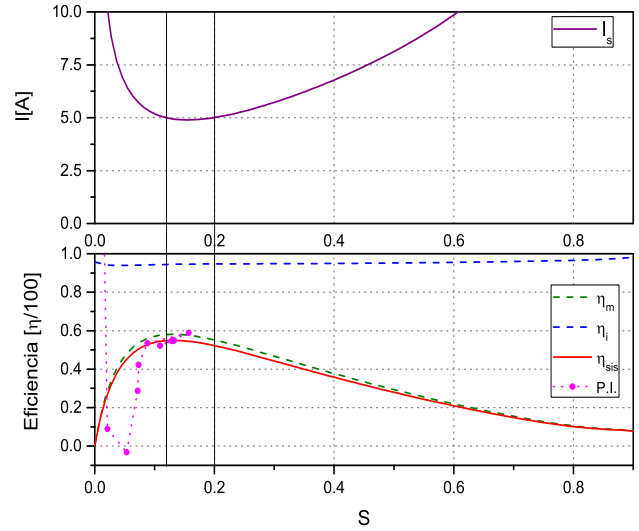


Figura 3: Convergencia del proceso de optimización al punto de máxima eficiencia del sistema (η_{sis}).

La maximización de la eficiencia en el sistema *Inversor-MI* se realiza en estado estacionario, para valores de entrada constantes del par electromagnético (T_e) y de la velocidad mecánica (n), obteniéndose como resultado un valor máximo de la eficiencia para un deslizamiento S , con el que se obtienen los valores de las variables del sistema dadas por las ecuaciones (1)-(15). El algoritmo para el cálculo de los valores de la eficiencia y del deslizamiento optimizados, se muestra en el diagrama a bloques de la parte izquierda de la Figura 4. Una vez conocidos los valores del S y de la máxima eficiencia, teniendo como entradas los valores de T_e y de n , se calcula el flujo del rotor a partir de la Figura 1, mediante la expresión:

$$\vec{\psi}_r = \vec{\psi}_m + \vec{\psi}_{lr} \quad (32)$$

donde $\vec{\psi}_r, \vec{\psi}_m$ y $\vec{\psi}_{lr}$ son los fasores de flujo del rotor, de magnetización y de dispersión del rotor, respectivamente, calculándose a partir de (3) como:

$$\vec{\psi}_{lr} = \vec{I}_r L_{lr} = L_{lr} \sqrt{\frac{2S}{3pR_r}} T_e \omega_e \angle 0^\circ$$

$$\vec{\psi}_m = \frac{\vec{V}_c}{jX_m} L_m = \frac{\vec{I}_r \left(\frac{R_r}{S} + jX_{lr} \right)}{jX_m} L_m = \vec{I}_m L_m \quad (33)$$

$$\hat{\psi}_r = \sqrt{2} | \vec{\psi}_r |$$

donde $X_m = \omega_e L_m$ y $\hat{\psi}_r$ el valor pico del flujo del rotor.

El programa de simulación en Python aparece en el Apéndice A, donde $\nabla_{\eta}(S, T_e, n)$, $\eta(S, T_e, n)$, $J(S, T_e, n)$ y $KKT(S, T_e, n)$ son funciones creadas con *cloudpickle* que evalúan el gradiente de la función objetivo, el Jacobiano y las condiciones de KKT, respectivamente, con los valores S, T_e y n , dados como parámetros. Los parámetros de la MI se dan en el Apéndice B. A la salida del proceso de optimización se obtiene la eficiencia y el deslizamiento. Usando (1) y (33) se calcula el flujo del rotor, que será utilizado como valor de referencia en el control vectorial de la MI.

En la Figura 5 se muestran los resultados de la eficiencia óptima del sistema *Inversor-MI* para diferentes estados de carga de la MI, teniéndose como parámetro la velocidad del rotor en *rpm*. En la Figura 5 cada punto fue obtenido al correr el algoritmo de optimización, donde se han dibujado cuatro curvas en línea continua, que son los valores de las eficiencias maximizadas para cada valor del par de carga (T_e , considerando estado estacionario) para una velocidad del rotor constante, donde n_n representa el valor de la velocidad mecánica nominal

de la MI. Con líneas discontinuas se representan los valores de la eficiencia sin optimización ($\hat{\psi}_r$ constante e igual a su valor nominal), como se observa mientras más subcargada está la MI, más se reduce la eficiencia del sistema, alcanzando valores de reducción mayores al 35 % para una carga de 0.1 por unidad (valor base igual al valor del par nominal).

En la Figura 6 se muestran los resultados del flujo del rotor (ψ_r) cuando se realiza la optimización. A medida que el par de carga disminuye, disminuye también el valor óptimo del ψ_r .

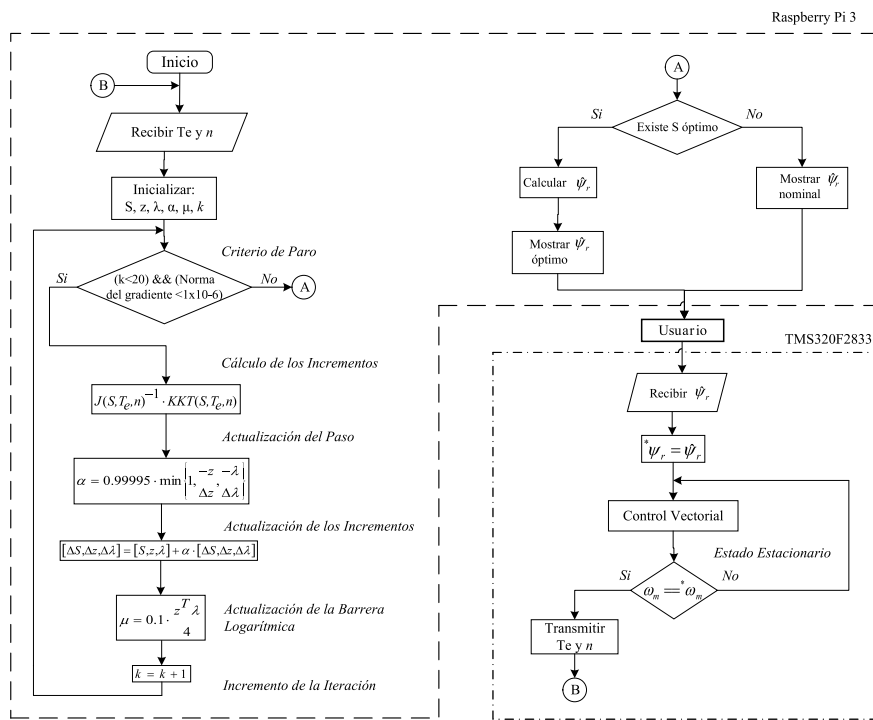


Figura 4: Diagrama a bloques del proceso de optimización y ajuste del valor del ψ_r en el control vectorial de la MI

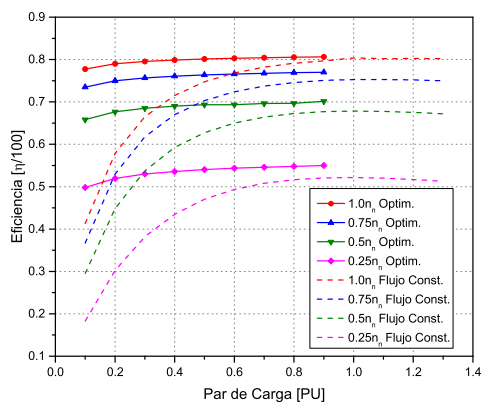


Figura 5: Comportamiento de la eficiencia η_{sis} cuando se aplica el $\hat{\psi}_r$ óptimo en el CVD (líneas continuas) y cuando se mantiene constante (líneas punteadas).

Se representan cuatro curvas para cuatro velocidades del rotor diferentes. Para estados de carga de la MI de 0.1 en por unidad, los valores óptimos del ψ_r alcanzan la magnitud de 0.1 Wb, siendo su valor nominal de 0.4 Wb.

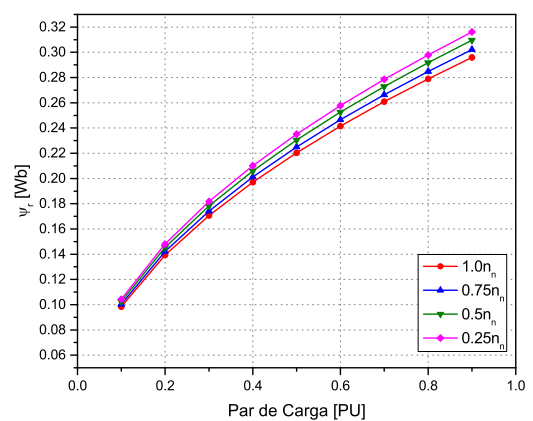


Figura 6: Valores del flujo del rotor ψ_r óptimos en función de la carga de la MI para velocidades del rotor constante

La reducción del flujo del rotor provoca una disminución de las pérdidas de núcleo, y un incremento en las pérdidas de cobre en los devanados del estator y del rotor, por lo que se requiere de un proceso de optimización para encontrar el valor

del flujo óptimo del rotor para máxima eficiencia en el sistema. El valor óptimo del flujo del rotor encontrado es utilizado como referencia en el lazo de control del flujo, en el control vectorial de la MI, lográndose mínimas pérdidas en el sistema *Inversor-MI* durante su operación.

7. Accionamiento de la MI con optimización de la eficiencia

El control de la MI se realiza utilizando control vectorial método directo. En la Figura 7 se muestra de forma resumida el AE de la MI, que contiene un inversor conectado al bus de CD. La variación de la carga de la MI se realiza con un generador síncrono con carga resistiva variable como es mostrado en la Figura 7. La etapa de control de forma resumida está formada por cuatro controladores proporcional-integral (PI), los dos de la derecha son los controladores de las corrientes en los marcos de referencias síncronos, i_{qs}^* , i_{ds}^* , y los controladores de la izquierda, uno es el de velocidad del rotor y el otro

el controlador del flujo del rotor. Las señales de control de los controladores de corriente son las señales de tensión del estator de la MI en los ejes síncronos (v_{ds}, v_{qs}), que mediante la transformación inversa de Clarke (Sul, 2011) son convertidas al marco de referencia bifásico estacionario (v_{α}, v_{β}), siendo estas señales las entradas al modulador de ancho de los pulsos con vectores espaciales (SVM, por sus siglas en inglés). El bloque de estimación del flujo del rotor mostrado en la Figura 7 es un estimador híbrido de dos estimadores, uno de corriente y otro de tensión (Seung, 2011), que contiene un controlador PI para la transición suave entre ambos estimadores. Para simplificar se ha incluido en el bloque del estimador de flujo, la estimación del par electromagnético de la MI y la determinación del ángulo del vector unitario usado en la transformación de Park (Sul, 2011). En el bloque de flujo óptimo de la Figura 7, se realiza la optimización de la eficiencia y se calcula el valor del flujo del rotor (ψ_r^*) para máxima eficiencia, que es utilizado como señal de referencia en el lazo de control del flujo del rotor.

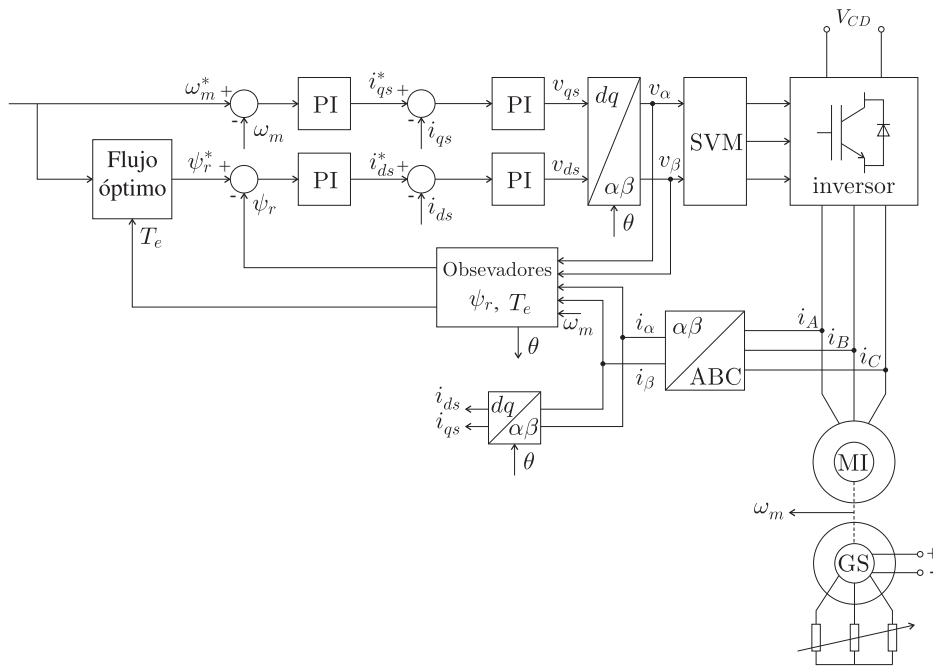


Figura 7: Accionamiento eléctrico de la MI dónde se muestra de forma simplificada las etapas de potencia y control.

8. Resultados experimentales

Se diseñó el accionamiento para una MI jaula de ardilla con un diagrama eléctrico de su etapa de potencia como la mostrada en la Figura 7. A continuación se describe el prototipo usado y se presentan los resultados experimentales.

8.1. Prototipo experimental en el laboratorio

En la Figura 8 se muestra una fotografía del prototipo del laboratorio (en el apéndice B aparecen los datos de la MI y del inversor), donde se observa a la izquierda arriba un panel con el accionamiento eléctrico de la MI y en la parte inferior aparecen la MI acoplada con un generador trifásico que se utiliza como carga. La fuente de corriente continua es usada para alimentar el campo, y el banco de resistores se utiliza

para variar la carga eléctrica del generador. La alimentación del bus de CD del inversor (V_{cd}) en las Figuras 2 y 7 se realiza desde un rectificador trifásico, conectado a la fuente del laboratorio. En la Figura 9 se observa el interior del accionamiento de la MI con sus partes principales. La tarjeta del inversor fue diseñada considerando el módulo de potencia FNA25060 de Fairchild, el cual es un módulo inteligente de seis IGBT y seis diodos, con los controladores de compuertas integrados (drivers). Se diseñaron las tarjetas de procesamiento analógico de señales y las tarjetas de procesamiento digital. El Procesador Digital de Señales (DSP, por sus siglas en inglés) es el TMS320F28335. Las señales PWM del DSP y las señales de falla en el inversor se transmiten mediante fibra óptica. El control vectorial de la MI se programó en lenguaje C en el DSP, y el algoritmo de optimización para el cálculo del flujo

óptimo del rotor se programó en Phyton (Apéndice A), usando una tarjeta *Raspberry Pi 3*.

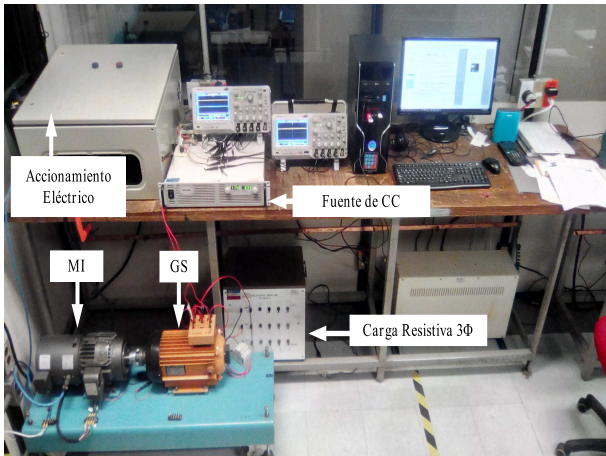


Figura 8: Estación de trabajo en el laboratorio.

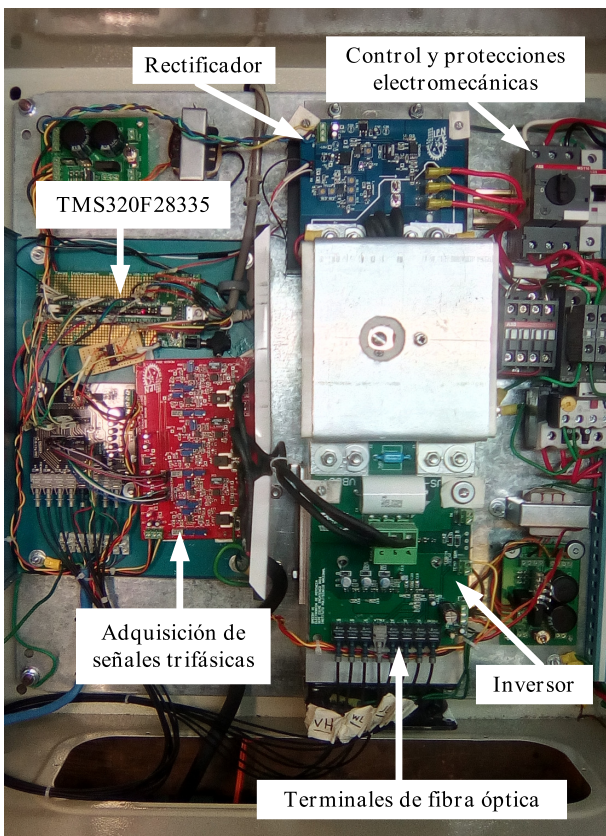


Figura 9: Accionamiento eléctrico de la MI jaula de ardilla.

8.2. Resultados experimentales para máxima eficiencia (η_{sis})

El objetivo del estudio experimental es comprobar la reducción de las pérdidas en el inversor y en la MI (Figura 2), cuando se utiliza como referencia el valor del flujo del rotor obtenido mediante el proceso de optimización de la eficiencia (Figura 7). La sintonización de los lazos de control en el control vectorial de la MI, se realiza en simulación utilizando Matlab-Simulink y posteriormente son ajustados durante el trabajo experimental. Las mediciones para el cálculo de la

eficiencia en el AE de la MI se realizaron en el bus de CD del inversor (Figura 2), donde se midieron la corriente promedio y la tensión para el cálculo de la potencia de entrada. En el eje de la MI se midió la velocidad del rotor y el par electromagnético (T_e) se estimó por la expresión (Sul, 2011):

$$T_e = \frac{3p}{4} \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_r i_{qs} \quad (34)$$

donde i_{qs} es la componente de corriente en el eje q del marco de referencia síncrono (Figura 7), que es calculada a partir de las mediciones de las corrientes del estator después de ser transformadas utilizando las transformaciones de Clarke y Park (Sul, 2011). Con los valores de la velocidad del rotor en (rad/s) y del par electromagnético en $N.m$, se calcula la potencia de salida como $T_e \omega_m$. Conocidas las potencias de entrada y de salida, se calcula la eficiencia del sistema (η_{sis}) de forma experimental. En la Figura 10 se muestran las curvas de eficiencias del sistema contra par de carga, las curvas continuas corresponden a los valores de eficiencia cuando se considera el valor óptimo del flujo del rotor, a la entrada del lazo de control del flujo, en el control vectorial de la MI (Figura 7); las líneas discontinuas son para los valores de la eficiencia cuando se considera un valor constante del flujo del rotor de referencia e igual al nominal. En los resultados se logra de forma experimental mejorar la eficiencia del sistema en más de un 20 % en algunos puntos. Los valores obtenidos no corresponden exactamente con los valores de la simulación, donde se lograron mejoras en la eficiencia de más de un 30 % como se muestra en la Figura 5. Los valores base en el sistema por unidad son los valores nominales que aparecen en el Apéndice B.

La ejecución del algoritmo de optimización para el cálculo del flujo óptimo del rotor se realiza en estado estacionario, que es determinado como se observa en la Figura 4, cuando la velocidad del rotor (ω_m) no varía con respecto a la velocidad de referencia (ω_m^*), considerando una tolerancia del 5%. Cuando se detecta por primera vez un estado estacionario en el sistema, se transmiten los valores de par electromagnético (T_e) y velocidad del rotor (n) desde el DSP hacia la tarjeta *Raspberry Pi 3* (Figura 4), provocando la ejecución del algoritmo de optimización. El retardo de la comunicación es menor a 1 ms. Al finalizar la optimización de la eficiencia, se transmite al DSP el valor óptimo del flujo del rotor, que se utiliza como referencia en el lazo de control (Figura 7). Al ejecutarse por primera vez el algoritmo de optimización, el valor del flujo óptimo de referencia permanecerá constante si el sistema no sale del estado estacionario, sin embargo, si ocurre un estado transitorio, la referencia del flujo del rotor se reinicia al valor del flujo nominal para lograr una respuesta más rápida en el par y en la velocidad durante el transitorio. Si el sistema entra de nuevo en un estado estacionario, se repite el procedimiento de optimización del valor de la eficiencia y del cálculo del flujo de referencia. La ejecución de la optimización de la eficiencia depende de las veces que la máquina entra y sale del estado estacionario, y no se ejecuta a una frecuencia prefijada. El control vectorial de la MI se realiza con el DSP con una frecuencia de muestreo de 30 kHz, que es el doble de la frecuencia de conmutación de 15 kHz del inversor.

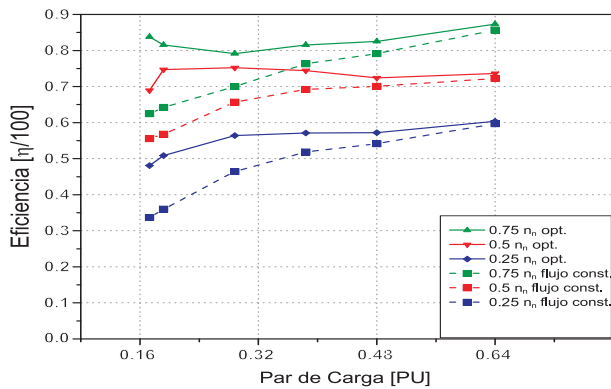


Figura 10: Comportamiento de la eficiencia η_{sis} cuando se aplica el ψ_r 'óptimo' (líneas continuas) y cuando se mantiene constante (líneas punteadas).

9. Conclusiones

En el presente trabajo se utiliza un algoritmo de optimización del MPI para obtener la máxima eficiencia (o mínimas pérdidas totales) en el sistema *Inversor-MI*. La optimización se realiza en estado estacionario, teniéndose como entradas los valores del par electromagnético (T_e) y de la velocidad del rotor (n) de la MI. Con los valores de entrada se calcula el flujo óptimo del rotor (ψ_r) que es utilizado como referencia en el lazo de control del flujo, durante el control vectorial método directo de la MI (Figura 7).

La maximización de la eficiencia en el accionamiento eléctrico de una máquina de inducción jaula de ardilla no es nuevo, existe en la literatura una gran variedad de trabajos científicos sobre este tema, muchos de ellos realizados solamente como simulación, donde la optimización se realiza al derivar la expresión de eficiencia del motor con respecto al deslizamiento e igualando a cero para calcular los valores de eficiencia y deslizamiento óptimos. Considerar además de la MI, otros elementos del AE complica el proceso de obtención del punto de máxima eficiencia mediante una derivación simple. En este trabajo además de la MI, se incluye el inversor donde fue necesario modelar las pérdidas y encontrar sus expresiones matemáticas en función del deslizamiento de la MI. Al incluir las pérdidas en los IGBT y de los diodos dentro de la expresión de la eficiencia, quedando todas las pérdidas en función del deslizamiento, se incrementa la complejidad de la expresión de la eficiencia total del sistema.

Si además del inversor se incluyen otros elementos del accionamiento, como son otro inversor (en el caso de una configuración back-to-back), filtros, rectificadores no controlados, incluyendo convertidores multiniveles, el resultado es más complejo de implementar. Mediante el MPI se pueden considerar problemas de optimización con funciones objetivo multivariables, lo que permite considerar la optimización de la eficiencia energética en sistemas con un mayor número de variables, como pudiera ser el caso de los AE de las MI.

En este trabajo no se programó el MPI en el TMS320F28335 debido a que el DSP ejecuta los algoritmos de control vectorial, y adquiere las señales eléctricas y de velocidad de la MI, realizándose en $24.8 \mu s$, restando solamente $8.5 \mu s$ del ciclo de muestreo de $33.3 \mu s$, para implementar

el algoritmo del MPI, lo que provoca que la ejecución en el DSP requiera de un tiempo de 340 s. Debido a lo anterior, el algoritmo del MPI se programa en la tarjeta de la *Raspberry Pi 3 B+*, donde el único proceso que se realiza, es la ejecución del algoritmo del MPI, consumiéndose solamente un tiempo de 9.3 s.

El uso de algoritmos de optimización como el MPI, permite optimizar sistemas en tiempo real como el presentado en este trabajo, considerando todas sus partes durante la optimización. Mediante la utilización de estos sistemas en la industria, es posible abordar de forma masiva los problemas de eficiencia energética. En este trabajo se logró mejorar la eficiencia del sistema *Inversor-MI* en más de un 20% durante el estudio experimental, cuando la carga de MI desciende por debajo de un 30%, en simulación se lograron valores de 35%. La diferencia es debido a los errores de medición y a la estimación del par electromagnético.

En trabajos futuros se deben incluir en el control digital no solamente los algoritmos de control, estimación, adaptación de parámetros y controles sin sensores (*sensorless*) en los AE de MI, sino también el control de la eficiencia de todo el sistema en cualquier estado de operación, incluyendo el estado transitorio, por lo que se requiere de la utilización de procesadores con múltiples núcleos y procesamiento en paralelo que ejecuten la optimización de la eficiencia de todo el sistema en tiempo real.

Agradecimientos

Este trabajo ha sido realizado gracias al apoyo de la Secretaría de Investigación y Posgrado (SIP) del Instituto Politécnico Nacional, con el proyecto multidisciplinario registro número 1995.

Referencias

- Andréasson, N., Evgrafov, A., Patriksson, M., 2020. An Introduction to Continuous Optimization Foundations & Fundamental Algorithms. Dover Publications.
- Benson, H. Y., Shanno, D. F., 2014. Interior-point methods for nonconvex nonlinear programming: cubic regularization. *Comput Optim Appl*, 58:323-346. DOI: 10.1007/s10589-013-9626-8
- Borisevich, A., and Schullerus, G., 2016. Energy Efficient Control of an Induction Machine Under Torque Step Changes. *IEEE Trans. on Energy Conv.*, vol. 31, no. 4, pp. 1295-1303, December. DOI: 10.1109/TEC.2016.2561307
- Capitanescu, F., Wehenkel, L., 2013. Experiments with the interior-point method for solving large scale optimal power flow problems. *Electric Power Systems Research*, vol. 95, pp. 276-283. DOI: 10.1016/j.epsr.2012.10.001.
- Casacio, L., Lyra, C., Oliveira, A.R.L., 2019. Interior point methods for power flow optimization with security constraints. *Intl. Trans. in Op. Res.* 26 (2019) 364-378. DOI: 10.1111/itor.12279.
- Colín, E. A. O., González, I. H. G., Rivas, J. J. R., Castillo, O. C., González, R. O., Caporal, R. M., 2017. Implementación del Algoritmo Sinter-Clare en un Convertidor Matricial 3x3. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial (RIAI)*, vol. 14, no. 4, pp. 446-454, Oct.-Dic. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.riai.2017.06.002>.
- De Almeida, A. T., Ferreira, F. J. T. E., Duarte, A. Q., 2014. Technical and Economical Considerations on Super High-Efficiency Three-Phase Motors. *IEEE Trans. on Ind. App.*, vol. 50, no. 2, pp. 1274-1285, March/April. DOI: 10.1109/TIA.2013.2272548.
- Eftekhari, S. R., Davari, S. A., Naderi, P., García C., Rodríguez, J., 2020. Robust Loss Minimization for Predictive Direct Torque and Flux Control of an Induction Motor With Electrical Circuit Model. *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 35, no. 5, pp. 5417-5426, May. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2944190.

- Farhat, I. A., El-Hawary, M. E., 2009. Interior point methods application in optimum operational scheduling of electric power systems. IET Generation, Transmission & Distribution, vol. 3, Iss. 11, pp. 1020-1029. DOI: 10.1049/iet-gtd.2008.0573.
- IEA International Energy Agency. World Energy Outlook, 2018. IEA, Paris 2018. 01/2020. <https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2018>.
- IEC 60034-30-1, 2014. Efficiency classes of line operated AC motors (IE-code), Edition 1.0.
- Mallik, S., Mallik, K., Barman, A., Maiti, D., Biswas, S. K., Deb, N. K., Basu, S., 2017. Efficiency and Cost Optimized Design of an Induction Motor Using Generic Algorithm. IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 64, no. 12, pp. 9854-9863, December. DOI: 10.1109/TIE.2017.2703687.
- McElveen, R., Melfi, M., McFarland, J., 2019. Improved Characterization of Polyphase Induction Motor Losses: Test Standards Must Be Modified to Improve Efficiency Optimization. IEEE Ind. Appl. Magazine., pp. 61-68, Nov./Dec. DOI: 10.1109/MIAS.2018.2875208.
- Rao, N., and Chamund, D., 2014. Calculating Power Losses in an IGBT Module. Application Note. DYNEX Power Control through Innovation.
- Rathore, A. K., Holtz, J., Boller, T., 2013. Generalized Optimal Pulsewidth Modulation of Multilevel Inverters for Low-Switching-Frequency Control of Medium-Voltage High-Power Industrial AC Drives. IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol. 60, no. 10, pp. 4215-4224, Oct. DOI: 10.1109/TIE.2012.2217717.
- Seung-Ki, S., 2011. Control of Electric Machine Drive Systems. IEEE Press & Wiley. Printed in the USA.
- Salomon, C. P., Sant'Ana, W. C., Borges da Silva, L. E., Torres, G. L., Bonaldi, E. L., Oliveira, L. E. L., Borges da Silva, J. G., 2015. Induction Motor Efficiency Evaluation Using a New Concept of Stator Resistance. IEEE Trans. on Inst. and Meas., vol. 64, no. 11, pp. 2908-2917, November. DOI: 10.1109/TIM.2015.2437632.
- Santos, V. S., Felipe, P. R. V., Sarduy, J. R. G., Lemozy, N. A. L., Jurado, A., Quispe, E. C., 2015. Procedure for Determining Induction Motor Efficiency Working Under Distorted Grid Voltages. IEEE Trans. on Energy Conv., vol. 30, no. 1, pp. 331-339, March. DOI: 10.1109/TEC.2014.2335994.
- Shukla, S., and Singh, B., 2017. Solar Powered Sensorless Induction Motor Drive with Improved Efficiency for Water Pumping. IET Power Electronics, vol. 11, issue 3, pp. 1-11, March. DOI: 10.1049/iet-pel.2017.0452.
- Stumper, J. F., Dötlinger, A., Kennel, R., 2013. Loss Minimization of Induction Machines in Dynamic Operation. IEEE Trans. on Energy Conv., vol. 28, no. 3, pp. 726-735, September. DOI: 10.1109/TEC.2013.2262048.
- Sul, S. K., 2011. Control of Electric Machine Drive Systems. IEEE Press-Wiley & Sons.
- Taheri, A., Rahmati, A., Kaboli, S., 2012. Efficiency Improvement in DTC of Six-Phase Induction Machine by Adaptive Gradient Descent of Flux. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 27, no. 3, pp. 1552-1562, March. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2163420.
- Vanderbei, R. J., Shanno, D. F., 1999. Interior-point methods for nonconvex nonlinear programming. Computational Optimization and Applications, 13, 231-252. DOI: 10.1023/A:1008677427361.
- Vural, A. M., 2015. Interior point-based slack-bus free-power flow solution for balanced islanded microgrids. Int. Trans. Electr. Energ. Syst, 26:968-992. DOI: 10.1002/etep.2117.
- Xu, W., Hu, D., Lei, G., Zhu, J., 2019. System-Level Efficiency Optimization of a Linear Induction Motor Drive System. IEEE Trans. on Electrical Machines and Systems, vol. 3, no. 3, pp. 285-291, Sept. DOI: 10.30941/CESTEMS.2019.00037.
- Xu, W., Xiao, X., Du, G., Zou, J., 2020. Comprehensive Efficiency Optimization of Linear Induction Motors for Urban Transit. IEEE Trans. on Vehicular Tech., vol. 69, no. 1, pp. 131-139, January. DOI: 10.1109/TVT.2019.2953956.

Apéndice A. Algoritmo de punto interior

Algoritmo 1 Método de Punto Interior

$S \leftarrow 0.01$
 $z \leftarrow \mathbf{1}$ ▷ Inicialización del vector z
 $\lambda \leftarrow \mathbf{1}$ ▷ Inicialización del vector λ
 $\alpha \leftarrow 0.99995$
 $\mu \leftarrow 1.0$
 $T_e \leftarrow$ ▷ Un par de carga dado
 $n \leftarrow$ ▷ Una velocidad mecánica dada
 $k \leftarrow 0$ ▷ Número de iteraciones
 $\epsilon_1 \leftarrow 10^{-6}$ ▷ Tolerancia
 $k < 20 \ \& \ \|\nabla\eta(S, T_e, n)\| \geq \epsilon_1(1.0 + \text{abs}(\eta(S, T_e, n)))$
 $[\Delta S, \Delta z, \Delta \lambda] = J(S, T_e, n)^{-1} * KKT(S, T_e, n)$
 $\alpha = 0.99995 * \min\{1, \frac{-z}{\Delta z}, \frac{-\lambda}{\Delta \lambda}\}$
 $[\Delta S, \Delta z, \Delta \lambda] = [S, z, \lambda] + \alpha * [\Delta S, \Delta z, \Delta \lambda]$
 $\mu = 0.1 * \frac{z/\lambda}{4.0}$
 $k = k + 1$

Apéndice B. Datos del sistema Inversor - MI

Máquina de Inducción (jaula de ardilla)

Marca: BALDOR
 Tipo: Vector Drive Motor
 Catálogo No. ZDM3584T
 Trifásico, 1.119kW, 60 Hz
 Tensión: 230/460 V
 Corriente: 5/2.5 A
 Velocidad: 1725 rpm
 Velocidad Máx.: 6,000 rpm
 Par Nominal: 6.19 Nm
 Momento de inercia: 0.00505683 kg - m²

Parámetros:

$R_s = 1.77 \ \Omega$
 $R_r = 1.06 \ \Omega$
 $L_{ls} = 5.09 \ mH$
 $L_{lr} = 4.28 \ mH$
 $L_m = 140 \ mH$
 $J = 0.00505683 \ kg.m^2$
 $\hat{\psi}_r = 0.409 \ Wb$ (valor pico)

Inversor:

Módulo de potencia: FNA25060
 Fabricante: FAIRCHILD
 Frecuencia PWM : 15 kHz
 Capacitancia Bus CD: 4,700 μF