

Field-Oriented Control with a Predictive Current Strategy of an Induction Machine Fed by a Two-Level Voltage Source Inverter

Marco Rivera, José A. Riveros, Consuelo Rodríguez, and Patrick Wheeler

Abstract—Industrial Motor Drives require often required optimal speed and torque control. This work presents the implementation of a field-oriented control (FOC) with a predictive current control strategy for an induction machine fed by a voltage source inverter. The FOC generates the stator current references for the predictive current controller, which selects the optimal switching state to be applied in the next sample period. The results from a Matlab/Simulink simulation validates the good dynamic performance of the proposed technique, making it a suitable strategy for induction machine control with two-level inverters.

Keywords—Field oriented control, induction machine, model predictive control, voltage source inverter, weighting factor design.

I. INTRODUCTION

EL estudio de nuevas técnicas de control para el inversor fuente de voltaje (VSI) ha ido incrementando con el paso del tiempo, producto de la versatilidad, eficiencia y gran variedad de aplicaciones en las que se puede implementar este convertidor. El inversor fuente de voltaje es una de las topologías más difundidas a lo largo del tiempo, ya que presenta una estructura y principio de funcionamiento que puede extenderse fácilmente a otras topologías de convertidores [1].

Hoy en día, los inversores son ampliamente utilizados en la industria, principalmente para el control de motores. Gran parte de las aplicaciones industriales tales como cintas transportadoras, bombas, elevadores, vehículos eléctricos, etc. requieren un control de velocidad y posición para un óptimo funcionamiento [2]. Es por esto, que cada vez se busca implementar mejores técnicas para el control de máquinas de inducción (IM), que sean robustas, eficientes, simples y económicas [3], [4].

Actualmente, una de las técnicas de control más populares y de fácil implementación para el VSI en el accionamiento de una máquina de inducción es el control de corriente por histéresis. Éste presenta una rápida respuesta dinámica, baja perturbación ante el cambio de parámetros de la carga y una capacidad máxima de limitación de corriente [5].

M. Rivera, Laboratorio de Conversión de Energías y Electrónica de Potencia, Universidad de Talca, Curicó, Chile.

J.A. Riveros, Facultad Politécnica, Universidad Nacional de Asunción, Asunción, Paraguay.

C. Rodríguez, Ingeniería Civil Mecatrónica, Facultad de Ingeniería, Universidad de Talca, Curicó, Chile.

P. Wheeler, Power Electronics, Machines and Control Group, The University of Nottingham, Nottingham, UK.

Pese a las ventajas descritas para esta estrategia de control, una de sus desventajas es la variación en la frecuencia de conmutación, generando mayor ruido en las variables controladas, además de una mayor distorsión en el espectro armónico. Debido a todo esto que se han desarrollado nuevas estrategias para mejorar estos inconvenientes [6].

Otra de las estrategias de control más aplicada en máquinas de inducción a nivel industrial es el control por campo orientado (FOC), conocido también como control vectorial. Esta técnica fue propuesta alrededor del año 1972 [7] y tiene como ventaja la producción del torque nominal a baja velocidad, presenta un mejor rendimiento dinámico en comparación a otras estrategias, tiene un control preciso de velocidad y torque, además de presentar una mayor eficiencia y amplio rango de control de velocidad, es de bajo costo y de bajo mantenimiento [8].

El FOC busca tener un esquema similar al de una máquina de corriente continua, por lo que para llevar a cabo su objetivo, trabaja en coordenadas rotatorias $d - q$ con el fin de controlar el flujo del rotor y torque del motor AC de manera independiente. Además, el control FOC puede ser empleado utilizando un inversor controlado por corriente o por voltaje con modulación de ancho de pulso (PWM) en tiempo real [9].

Actualmente, el control predictivo basado en modelos (MPC) es una de las técnicas más estudiadas para el control de convertidores de potencia [10]. Al trabajar con un buen modelo de predicción, el MPC presenta una mayor precisión en la variable a controlar, puede ser utilizado para controlar corriente, velocidad, torque o flujo de una máquina de inducción, y otros criterios adicionales, además de presentar una rápida respuesta dinámica, entre otras [11].

Dentro de las estrategias de control MPC, las más utilizadas actualmente son el control predictivo de corriente (PCC) y el control predictivo de torque (PTC). Ambas estrategias de control fueron propuestas alrededor del año 2007 [12], [13], las cuales han ido tomando fuerza con el paso de los años.

Tanto el PCC y PTC, trabajan en base a una función de costo para evaluar el estado del VSI que produzca el menor error posible. Para el PCC se evalúa el error entre la corriente de referencia y la corriente predicha, mientras que para el PTC se evaluará el error de torque y flujo del motor [14], [15].

Este paper presenta la implementación en Matlab/Simulink de un esquema de control por campo orientado (FOC) que en conjunto con el control predictivo de corriente (PCC), se utiliza para regular la velocidad y torque de un motor de

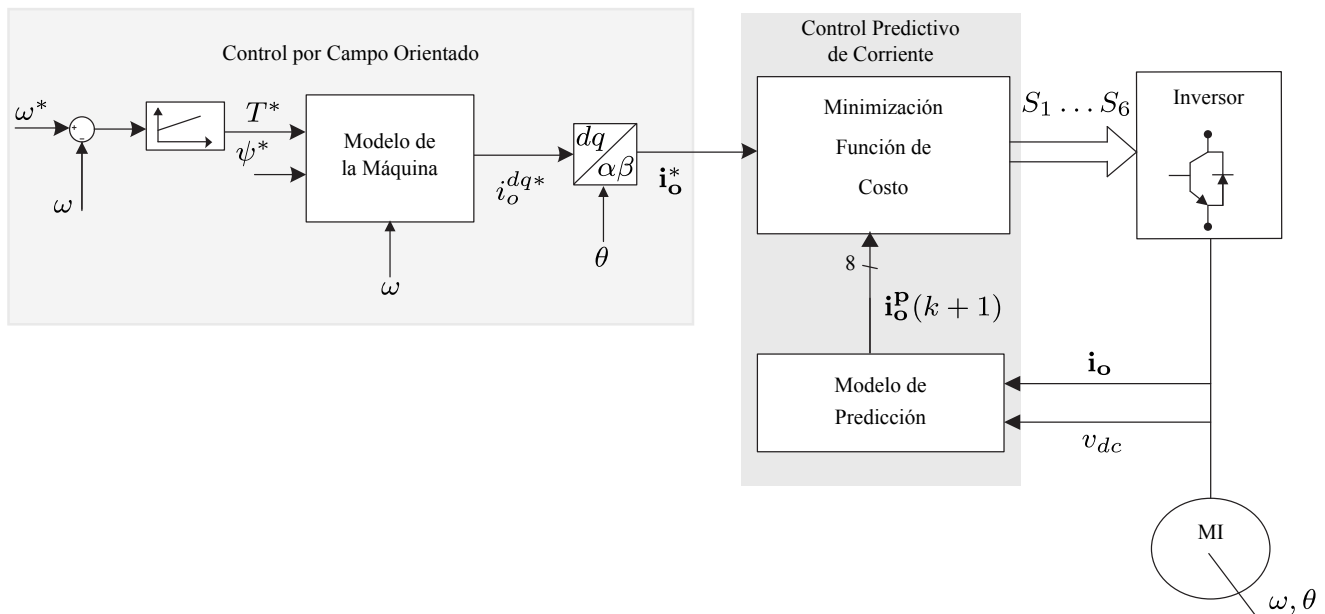


Fig. 1. Esquema de control predictivo de corriente utilizando FOC para la máquina de inducción alimentada por un VSI.

inducción alimentado por un inversor fuente de voltaje.

II. TÉCNICA DE CONTROL PROPUESTO

A. Esquema de Control

El esquema que representa la técnica de control propuesta se presenta en la Fig. 1. La técnica considera dos etapas. La primera corresponde a un bucle de control interno para la predicción de corriente y la segunda, que corresponde a un bucle de control externo, en donde se realiza control de velocidad y torque empleando los principios del FOC. El controlador externo se encarga de generar las corrientes de referencia i_o^{dq*} para el control predictivo de corriente [16], [17]. Para obtener estas corrientes de referencia, es necesario generar previamente un torque y flujo de referencia. Para obtener el torque de referencia se utiliza un controlador proporcional integral (PI) de velocidad, el que recibe el error de velocidad entre la velocidad medida y velocidad de referencia. El flujo de referencia es considerado como una constante, por considerar la operación dentro de la región lineal [18].

B. Principio de Trabajo

El principal objetivo del FOC es emular el control del motor de inducción como el de un motor DC. En la máquina de corriente continua el torque es controlado por la corriente de armadura i_a , y el flujo por la corriente de campo i_f [19], [20]. El torque desarrollado se puede expresar como:

$$T_e = K_a \psi_f i_a \quad (1)$$

donde K_a corresponde a una constante de armadura y ψ_f corresponde al flujo producido por la corriente i_f .

En el FOC, la corriente del estator puede descomponerse en una componente d que produce el flujo del rotor y una componente q que produce torque, las cuales se controlan de forma independiente.

La orientación del flujo del rotor se logra alineando el eje $d-q$ del marco de referencia síncrono con el vector de flujo del rotor [16]. De acuerdo al modelo matemático en coordenadas $d-q$ del motor [21], [22], [23], el torque eléctrico del motor de inducción se define como:

$$T_e = \frac{3PL_m}{2L_r} \psi_r i_{qs} \quad (2)$$

Si se considera $K_T = \frac{3PL_m}{2L_r}$, se puede observar que la expresión de torque para el motor de inducción es similar a la de un motor de DC.

$$T_e = K_T \psi_r i_{qs} \quad (3)$$

En el FOC es de suma importancia poder determinar con exactitud el ángulo (posición) del vector de flujo del rotor para la orientación del campo θ , ya que se emplea la transformación de Park para determinar las componentes eléctricas en el sistema de coordenadas rotatorio y así lograr el control de torque y flujo independiente. Existen varios métodos para determinar el ángulo de rotación, como por ejemplo calcular a partir de las corrientes y voltajes medidos en él o través de sensores. El ángulo θ se define como [20], [17], [24]:

$$\theta = \theta_r + \theta_{sl} \quad (4)$$

donde θ_r corresponde a la posición medida en el rotor y θ_{sl} corresponde al ángulo de deslizamiento. El ángulo de deslizamiento puede ser calculado considerando la proporción entre la parte imaginaria y la real del vector de flujo de rotor como se muestra en (5):

$$\theta_{sl} = \tan^{-1} \frac{\psi_{qr}}{\psi_{dr}} \quad (5)$$

Como se mencionó anteriormente, el valor del ángulo de posición también puede ser obtenido directamente desde la máquina de inducción a través de dispositivos de detección de flujo integrados dentro del motor o usando voltajes y corrientes terminales del motor medidos. Este método se denomina control FOC directo (DFOC) [25]. El uso de este sensor de velocidad está asociado con algunos inconvenientes como el requisito de extensión del eje, la reducción de la robustez mecánica del accionamiento del motor, y la reducción de la fiabilidad del accionamiento, ya que para medir el ángulo de posición es necesario intervenir el motor [26]. Cuando son obtenidas las corrientes i_{qs} , i_{ds} y el ángulo θ , es posible transformar el sistema de coordenadas estacionario $\alpha\beta$ a uno de eje rotatorio dq mediante la transformada de Park [20]:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

C. Modelo de Predicción

El modelo de predicción se obtienen en base al modelo del sistema convertidor y máquina de inducción [27]. La dinámica de la corriente de carga se puede describir a partir de la ecuación (6):

$$\mathbf{v} = L \frac{d\mathbf{i}}{dt} + R\mathbf{i} + \mathbf{e} \quad (6)$$

donde \mathbf{v} es el vector de voltaje generado por el inversor, \mathbf{i} es el vector de corriente de carga, R y L son la resistencia de carga y la inductancia, respectivamente, y \mathbf{e} es el vector de fuerza electromotriz (EMF) de la carga.

Las ecuaciones de voltaje del estator \mathbf{v}_o y del rotor \mathbf{v}_r del motor de inducción se pueden escribir como:

$$\mathbf{v}_o(t) = R_s \mathbf{i}_o(t) + \frac{d\psi_s(t)}{dt} \quad (7)$$

$$\mathbf{v}_r(t) = R_r \mathbf{i}_r(t) + \frac{d\psi_r(t)}{dt} + j\omega\psi_r(t) = 0 \quad (8)$$

Donde R_s y R_r son las resistencias del estator y del rotor, ψ_s y ψ_r corresponden al flujo del estator y rotor y ω es la velocidad angular del rotor. Para la ecuación (8) el voltaje del rotor es igual a 0, ya que se considera un motor jaula de ardilla.

Los flujos del estator y del rotor se relacionan con las corrientes del estator y del rotor como:

$$\psi_s(t) = L_s \mathbf{i}_o(t) + L_m \mathbf{i}_r(t) \quad (9)$$

$$\psi_r(t) = L_m \mathbf{i}_o(t) + L_r \mathbf{i}_r(t) \quad (10)$$

donde L_s , L_r y L_m son las inductancias propias y mutuas del motor. Reemplazando (9) en (7) se obtiene:

$$L_s \frac{d\mathbf{i}_o(t)}{dt} = \mathbf{v}_o(t) - R_s \mathbf{i}_o(t) - L_m \frac{d\mathbf{i}_r(t)}{dt} \quad (11)$$

Al comparar (11) con el modelo propuesto en (6), considerando el motor de inducción como carga, se puede definir $L \approx L_s$ que corresponde a la autoinductancia del estator,

$R \approx R_s$ es la resistencia del estator y el vector de fuerza electromotriz del motor que se genera mediante la interacción del rotor y la inductancia de magnetización del motor $\mathbf{e}(t) = L_m \frac{d\mathbf{i}_r(t)}{dt}$ [27].

Para realizar la predicción de corriente es necesario discretizar la ecuación de corriente de la carga (6) considerando un tiempo de muestreo T_s , el modelo de tiempo discreto será utilizado para predecir el valor de la corriente de carga futuro a partir de los voltajes y corrientes medidas en un instante de muestreo k . Para realizar la discretización, la derivada de corriente de carga $\frac{d\mathbf{i}_o(t)}{dt}$ se reemplaza por una aproximación de Euler hacia adelante [16]. La aproximación de la derivada queda representada en (12):

$$\frac{d\mathbf{i}_o(t)}{dt} \approx \frac{\mathbf{i}_o(k+1) - \mathbf{i}_o(k)}{T_s} \quad (12)$$

Posteriormente se reemplaza la ecuación (12) en (6) para obtener la expresión que permite predecir la corriente futura en un instante $(k+1)$ para cada uno de los siete estados válidos (siete valores del vector de voltaje $\mathbf{v}_o(k)$) generados por el inversor. La ecuación de predicción de corriente se define en (13):

$$\mathbf{i}_o^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) \mathbf{i}_o(k) + \frac{T_s}{L} (\mathbf{v}_o(k) - \mathbf{e}(k)) \quad (13)$$

Donde $\mathbf{e}(k)$ corresponde a el back-emf estimado. Para calcular \mathbf{e} se utiliza (6) considerando las mediciones de la voltaje y la corriente de carga. El valor futuro del back-emf se puede obtener considerando $\mathbf{e}(k) \approx \mathbf{e}(k+1)$, por lo que las estimaciones actuales y pasadas de \mathbf{e} se pueden obtener de la ecuación de a carga (6) desplazada hacia atrás en el tiempo como:

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{v}_o(k) + \frac{L}{T_s} \mathbf{i}_o(k-1) - \frac{RT_s + L}{T_s} \mathbf{i}_o(k) \quad (14)$$

D. Función de Costo

El principal objetivo del control predictivo de corriente (PCC) es realizar un seguimiento de las corrientes de referencia, por lo que se necesita obtener una función de costo g que permita realizar este seguimiento. A través de la función de costo se define qué estado de conmutación es el óptimo a aplicar en el siguiente tiempo de muestreo, calculando el error existente entre las corrientes de referencia y las corrientes predichas para cada estado de conmutación válido del inversor. El estado óptimo aplicado será el que produzca el error mínimo entre la corriente de referencia y la corriente predicha.

La estrategia de control predictivo de corriente, a diferencia de FOC, utiliza la función de costo basada en errores para sustituir los controladores PI de corriente internos que utiliza el control vectorial [28], [29], [30]. Como se mencionó anteriormente, para el control predictivo de corriente utilizando FOC es necesario generar corrientes de referencia para el torque y flujo del motor de inducción.

La relación entre la referencia de flujo del rotor λ_r^* y la referencia de corriente del eje d , i_{ds}^* , en régimen permanente se puede expresar como [19]:

Tabla I
PARÁMETROS DE SIMULACIÓN DE CONTROL PREDICTIVO DE CORRIENTE DE UNA MÁQUINA DE INDUCCIÓN ALIMENTADA POR UN VSI UTILIZANDO FOC.

Parámetros	Variabes	Valor
T_s	Tiempo de muestreo	50 [μ s]
R_s	Resistencia de estator	1.35 [Ω]
R_r	Resistencia de rotor	7.2 [Ω]
L_s	Inductancia de magnetización estator	0.282 [H]
L_r	Inductancia de magnetización rotor	0.282 [H]
L_m	Inductancia mutua	0.286 [H]
J	Inercia	0.062 [Kg m^2]
p	Pares de polos	2
p	Velocidad nominal	1430 [rpm]
T_{nom}	Torque nominal	50 [Nm]
T_l	Torque de carga	40 [Nm]
v_{dc}	Voltaje de alimentación	520 [V]
	Tiempo de simulación	0.9 [s]

$$i_{ds}^* = \frac{1}{L_m} \psi_r^* \quad (15)$$

La referencia de corriente del eje q , i_{qs}^* , se puede obtener de la ecuación de torque:

$$i_{qs}^* = \frac{1}{K_T \psi_r^*} T_e^* \quad (16)$$

donde la referencia de torque T_e^* es generada por un controlador PI y la referencia de flujo del rotor es considerada como constante ψ_r^* .

Después de calculadas las corrientes de referencia, se aplica transformada inversa de Park, la cual será utilizada para la transformación de coordenadas dq al sistema de coordenadas $\alpha\beta$ (las dos señales de referencia tendrán un desfase 90 grados). Para realizar la transformación desde i_{qs}^* e i_{ds}^* a $\alpha\beta$ se utiliza transformada inversa de Park, la cual se representa en la siguiente matriz:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

donde θ corresponde al ángulo del vector de flujo del rotor. Una vez que las corrientes de referencia y las corrientes medidas están en el mismo sistema de referencia, es posible obtener la función de costo que será evaluada para cada estado de conmutación del VSI. En el siguiente periodo de muestreo será aplicado el estado que genere el menor error con respecto a la corriente de referencia. La función de costo se describe en (17) con los errores de corriente:

$$g = [i_\alpha^* - i_\alpha^p]^2 + [i_\beta^* - i_\beta^p]^2 \quad (17)$$

donde i_α^* e i_β^* corresponden a las corrientes de referencia, i_α^p e i_β^p corresponden a las corrientes predichas.

III. RESULTADOS

Con el fin de validar la implementación del esquema de control propuesto, se consideraron los parámetros indicados en la Tabla I para simularlos en Matlab/Simulink.

Para evaluar al controlador presentado, se ha impuesto una prueba inversión de velocidad a la máquina. Primeramente, se acelera la máquina hasta que ésta se encuentre rotando a la velocidad nominal (150 [rad/s]). Una vez que se ha estabilizado la operación a la velocidad de consigna se aplica un cambio de referencia en velocidad de -150 [rad/s].

De esta forma se podrá analizar el comportamiento de la máquina en la velocidad nominal y en el cruce por velocidad cero (baja velocidad).

Tal como se observa en la Fig. 2, es posible obtener un buen seguimiento de la velocidad mecánica del motor, Fig. 2a, así como también un buen seguimiento a la referencia de torque eléctrico, Fig. 2b, lo cual es obtenido a partir del esquema de control por campo orientado, el cual genera las referencias de corriente que son las señales controladas por el bloque de control predictivo, Fig. 2c, observando un buen seguimiento de éstas.

Respecto a las variables del inversor fuente de voltaje, es posible observar en la Fig. 3, para una escala reducida de tiempo [s], el voltaje en el DC-link v_{dc} el cual está establecido en $v_{dc} = 520$ [V], el seguimiento de las corrientes de carga i_o a sus respectivas referencias i_o^* en coordenadas $\alpha\beta$ [A] y el voltaje de carga v_{an} el cual presenta una forma de onda PWM variable, dependiendo del punto de operación.

IV. CONCLUSION

En este paper se ha detallado la implementación de un control por campo orientado con un esquema predictivo de corriente para el control de velocidad y torque de una máquina de inducción alimentada por un inversor fuente de voltaje. El esquema es simple de implementar, demostrando muy buen desempeño al seguimiento de velocidad y torque, y al mismo tiempo, un buen seguimiento a las corrientes de referencia.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen al financiamiento del Programa FONDECYT Regular a través del proyecto 1191028, MEC 80190074, MEC 801800974 y FONDAP SERC Chile 15110019.

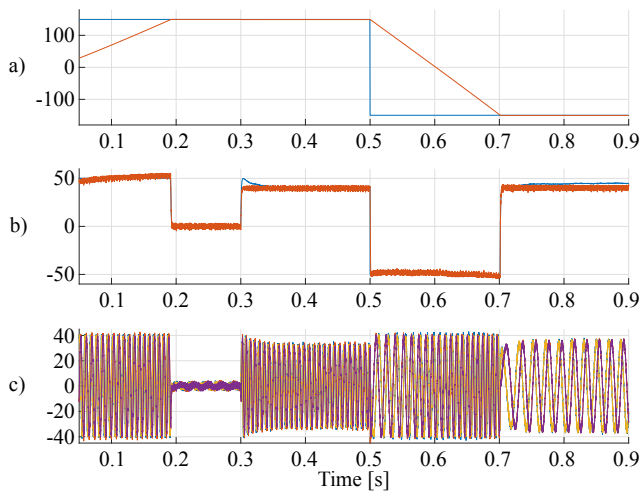


Fig. 2. Resultados de simulación del esquema de control predictivo de corriente con control por campo orientado: a) referencia de velocidad y su valor medido [rad/s], b) referencia de torque y su valor medido [Nm], c) corrientes de referencia de salida y sus valores medidos [A].

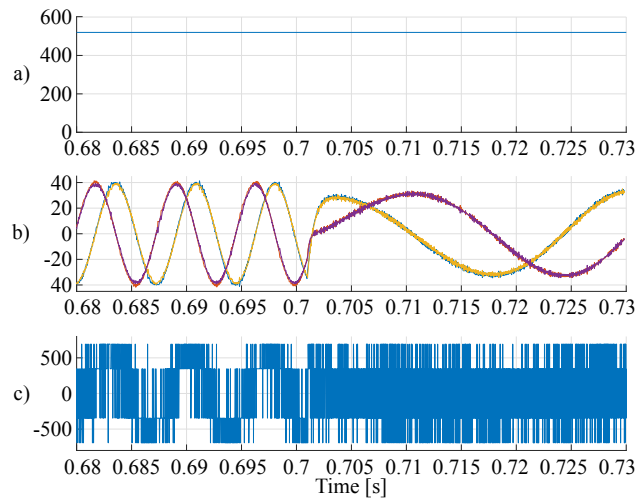


Fig. 3. Resultados de simulación del esquema de control predictivo de corriente con control por campo orientado: a) voltaje del enlace DC [V], b) referencia de corriente y su valor medido en coordenadas α - β [A], c) voltaje de salida del convertidor v_{an} [V].

REFERENCES

- [1] H. Shi, J. Zong, and L. Ren, "Modified model predictive control of voltage source inverter," in *2019 IEEE 4th Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC)*, vol. 1, 2019, pp. 754–759.
- [2] K. Athulya, "Inter turn fault diagnosis in wound rotor induction machine using wavelet transform," in *2018 International CET Conference on Control, Communication, and Computing (IC4)*, 2018, pp. 22–27.
- [3] V. F. Syvokobylenko and S. N. Tkachenko, "The mathematical model of an induction machine in terms of the skin effect in the rotor and the saturation of magnetic circuits," in *2018 X International Conference on Electrical Power Drive Systems (ICEPDS)*, 2018, pp. 1–5.
- [4] V. M. Mykhalskyi, V. M. Sobolev, V. V. Chopyk, S. Y. Polishchuk, and I. A. Shapoval, "Vector control for double-inverter-fed wound-rotor induction machine," in *2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, 2018, pp. 552–557.
- [5] S. Krishnatharam, J. Peter, K. P. M. Shafi, and R. Ramchand, "Current error boundary analysis of constant switching frequency voltage controlled three level vsf im drive," in *2018 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICC)*, 2018, pp. 1–6.

- [6] Mohammed Shafi KP, J. Peter, and R. Ramchand, "Space vector based synchronized pwm strategies for field oriented control of vsf fed induction motor," in *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2016, pp. 1–5.
- [7] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control for rotating field machines," *Siemens Rev.*, pp. 217–220, 1972.
- [8] H. Gashtil, V. Pickert, D. Atkinson, D. Giaouris, and M. Dahidah, "Comparative evaluation of field oriented control and direct torque control methodologies in field weakening regions for interior permanent magnet machines," in *2019 IEEE 13th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, 2019, pp. 1–6.
- [9] B. K. Nishad and R. Sharma, "Induction motor control using modified indirect field oriented control," in *2018 8th IEEE India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, 2018, pp. 1–5.
- [10] Y. Li, P. Zhang, J. Hang, S. Ding, L. Liu, and Q. Wang, "Comparison of dynamic characteristics of field oriented control and model predictive control for permanent magnet synchronous motor," in *2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2018, pp. 2431–2434.
- [11] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control: Mpc's role in the evolution of power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, 2015.
- [12] J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, and U. Ammann, "Predictive current control of a voltage source inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, 2007.
- [13] P. Correa, M. Pacas, and J. Rodriguez, "Predictive torque control for inverter-fed induction machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 1073–1079, 2007.
- [14] F. Wang, S. Li, X. Mei, W. Xie, J. Rodriguez, and R. M. Kennel, "Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: An experimental evaluation of ptc and pcc methods," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 3, pp. 671–681, 2015.
- [15] M. Nemeč, D. Nedeljković, and V. Ambrožič, "Predictive torque control of induction machines using immediate flux control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2009–2017, 2007.
- [16] R. Vargas, J. Rodriguez, U. Ammann, and P. W. Wheeler, "Predictive current control of an induction machine fed by a matrix converter with reactive power control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4362–4371, 2008.
- [17] B. Wu and M. Narimani, *High-Power Converters and AC drives*. John Wiley, 2017, vol. 2.
- [18] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "A new matrix converter-motor (mcm) for industry applications," in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, vol. 3, 2000, pp. 1394–1402 vol.3.
- [19] F. W. Z. X. Mei and J. Rodriguez, "Advanced control strategies of induction machine: field oriented control, direct torque control and model predictive control," *MDPI*, 2018.
- [20] *High-Power Converters and AC drives*. John Wiley, 2017, ch. Induction Motor Dynamic Models.
- [21] N. Farah, M. H. N. Talib, Z. Ibrahim, S. N. M. Isa, and J. M. Lazi, "Variable hysteresis current controller with fuzzy logic controller based induction motor drives," in *2017 7th IEEE International Conference on System Engineering and Technology (ICSET)*, 2017, pp. 122–127.
- [22] O. V. Kryukov, D. A. Blagodarov, N. N. Dulnev, Y. M. Safonov, N. N. Fedortsov, and A. A. Kostin, "Intelligent control of electric machine drive systems," in *2018 X International Conference on Electrical Power Drive Systems (ICEPDS)*, 2018, pp. 1–4.
- [23] Jong-Woo Choi, Heui-Wook Kim, and Seung-Ki Sul, "New current control concept: minimum time current control in induction machine drive," in *Proceedings of IECON '95 - 21st Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, vol. 1, 1995, pp. 311–316 vol.1.
- [24] D. Rordas, "Estrategia de campo orientado en el control de motores de inducción," *Universidad Tecnológica de Pereira*, 2006.
- [25] A. Kumar and T. Ramesh, "Direct field oriented control of induction motor drive," in *2015 Second International Conference on Advances in Computing and Communication Engineering*, 2015, pp. 219–223.
- [26] K. Houssemeddine, B. h. Mehdi, and S. Lassaad, "Direct rotor field-oriented control of a dual star induction machine," in *2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)*, 2017, pp. 1–6.

- [27] *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, 2012, ch. Predictive Control of a Three-Phase Inverter.
- [28] X. Chen, Z. Zhang, L. Yu, and Z. Bian, "Model predictive current control of doubly salient electromagnetic machine for current ripple suppression," in *2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, 2019, pp. 1–5.
- [29] W. Liao and M. Su, "Direct torque control of induction machines based on predictive control," in *Proceedings of the 29th Chinese Control Conference*, 2010, pp. 3295–3300.
- [30] P. Stolze, M. Tomlinson, R. Kennel, and T. Mouton, "Heuristic finite-set model predictive current control for induction machines," in *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, 2013, pp. 1221–1226.