

Effect of rotor resistance variation on field-oriented control in induction motors and its impact on dynamic performance

Jorge Luis Díaz Rodríguez¹; Luis F. González Archila²; Edison A. Caicedo Peñaranda³; Aldo Pardo Garcia⁴
^{1,2,3,4} Universidad de Pamplona, Colombia, jdiazcu@unipamplona.edu.co, luis.gonzalez2@unipamplona.edu.co,
edison.caicedo@unipamplona.edu.co, apardo13@unipamplona.edu.co

Abstract—This work presents an analysis of the behavior of an induction motor under field-oriented control in response to variations in rotor resistance. Different field-oriented control schemes are simulated under varying rotor resistance. The responses of electromagnetic torque, fluxes, currents, and speed to load variations are analyzed. The responses of different control schemes, including decoupling, PID with a synchronous controller, and closed-loop control with PI, are compared under different resistance values. Finally, the results of the responses are analyzed.

Keywords: Dynamic behavior, induction motor, simulation, parameter variation, FOC.

Afectación de la variación de resistencia del rotor en el control por campo orientado en motor de inducción y su impacto en el desempeño dinámico

Jorge Luis Díaz Rodríguez¹; Luis F. González Archila²; Edison A. Caicedo Peñaranda³; Aldo Pardo Garcia⁴
^{1,2,3,4} Universidad de Pamplona, Colombia, jdiazcu@unipamplona.edu.co, luis.gonzalez2@unipamplona.edu.co,
edison.caicedo@unipamplona.edu.co, apardol3@unipamplona.edu.co

Resumen— Este trabajo presenta un análisis del comportamiento del motor de inducción en control por campo orientado ante la variación de la resistencia del rotor. Se simulan diferentes esquemas de control por campo orientado antes la variación de la resistencia del rotor. Se analizan las respuestas del par electromagnético, los flujos, las corrientes y la velocidad ante las variaciones de la carga. Se compararon las respuestas de diferentes esquemas de control que incluyen desacoplamiento, PID con controlador síncrono y control en lazo cerrado con PI antes diferentes valores de resistencia. Finalmente, se analizan los resultados de las respuestas.

Palabras clave— comportamiento dinámico, motor de inducción, simulación, variación de parámetros, FOC.

I. INTRODUCCIÓN

Los motores de inducción son de los dispositivos eléctricos más utilizados en la vida cotidiana, desde aplicaciones domésticas, la industria moderna [1], y hoy en día cada vez más en la movilidad eléctrica [2]. Por consiguiente, resulta fundamental estudiar el comportamiento dinámico y sus métodos de control. En los análisis teóricos y simulaciones de los motores de inducción, generalmente se consideran en los parámetros de funcionamiento constantes [3].

No obstante, la operación del motor de inducción en condiciones reales de operación los parámetros pueden variar por factores externos al funcionamiento tales como son la temperatura, cambios de carga mecánica y el desgaste de los componentes eléctricos y mecánicos [4].

Entre los métodos modernos de control por frecuencia aplicados al control de los motores de inducción se clasifican en dos grandes grupos, el control escalar o control V/Hz [5] y el control vectorial. Dentro de este último, destacan los métodos de control por campo orientado (*Field Oriented Control* o FOC) [6] y el control directo del par (*Direct Torque Control* o DTC).

Estos tipos de control presenta diferentes niveles de precisión y adaptación a la variación de los parámetros de operación. El control escalar se caracteriza por su relación entre el voltaje y la frecuencia aplicada en el motor, sus aplicaciones presentan limitaciones en su precisión y el desempeño reducido cuando se presenta variaciones en los parámetros del motor [7], [8].

En cuanto al método de control vectorial es una de las técnicas de control que basa su principio en determinar la posición del vector de flujo (en los ejes dq0) necesaria para separar (desacoplar) las variables del flujo y el par del motor.

Este método de control garantiza mantener el flujo constante (igual al valor máximo que puede desarrollar cada máquina) sin saturación. De forma que el flujo sea independiente de la demanda del par electromagnético, ya que este último varía con la carga mecánica aplicada al eje del motor. Consiguiendo así, que las variaciones de la carga no afecten al estado magnético de la máquina por ende maximizando la relación par por ampere que puede desarrollar la máquina.

Las técnicas de control vectorial (FOC y DTC), varían según la complejidad computacional, la variable de referencia y la robustez de los modelos matemáticos [9]. La técnica de control vectorial de campo orientado (FOC) se puede implementar de dos formas: por el método de Control Campo Orientado Indirecto (IFOC) o mediante el Control por Campo Orientado Directo (DFOC). Estas últimas se ha consolidado como la técnica con mayor versatilidad y relativa sencillez de implementación. Pero a la vez son más sensibles a la variación de los parámetros de las máquinas empleados para su control. Siendo necesario la adaptación al cambio de parámetros.

Motivación para desarrollar este trabajo con el objetivo de analizar el comportamiento del motor y el control en campo orientado al ser expuesto a la variación de los parámetros de funcionamiento. Con el uso de la simulación de los modelos matemáticos [10]. Los resultados buscan presentar una visión clara del impacto de las variaciones de los parámetros en el motor de inducción y sus sistemas de control [11].

II. MODELO MATEMÁTICO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

A partir del modelo matemático se consigue el comportamiento eléctrico y mecánico del motor de inducción. Mediante su representación matemática con enfoque vectorial que permite la proyección de manera compacta y simplifica el análisis del comportamiento en estado transitorio.

En el análisis de las variables trifásicas del estator y del rotor se realizan transformaciones matemáticas permite el análisis en un sistema matemático de menor complejidad por ello, se plantea las transformaciones de Clarke y Park.

La transformación de Clarke transforma de un sistema trifásico (abc) acoplado a un sistema ($\alpha\beta 0$) desacoplado. Permitiendo transformar el sistema de ejes del plano trifásico (120 grados entre sí) a un sistema ortogonal de tres ejes tridimensionales (90 grados entre sí). Se representa en el plano mediante los ejes ($\alpha\beta$) ya que la componente cero (0) es nula.

Mientras que la transformación de Park ($dq0$) transforma el sistema de ejes pseudo-estacionarios ($\alpha\beta 0$) a un sistema de ejes rotatorios. Al aplicar estas dos transformaciones permiten convertir las señales del sistema trifásico (abc) en un sistema con señales con un comportamiento constante.

En la Fig. 1 se muestra el esquema de simulación en *Simulink*TM de las señales de un sistema trifásico de 60 Hz con las transformaciones de Clarke y Park.

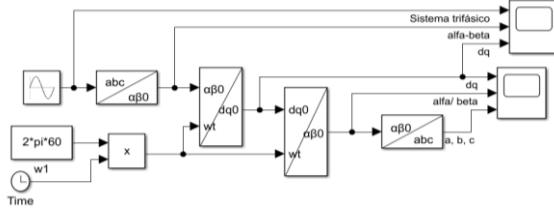


Fig. 1 Esquema de simulación de las transformaciones de Clarke y Park

En la Fig. 2 se presenta el resultado de la simulación del sistema trifásico y la correspondiente señal de salida en la transformación de Clarke ($\alpha\beta 0$) y Park ($dq0$).

En la figura superior se presenta el sistema de señales trifásicas originales (abc) de la alimentación trifásica balanceada del sistema en cada fase del motor. En la figura central se muestra la transformada de Clarke en color azul se presenta la señal de α , de color rojo se presenta la señal de β y en color amarillo se presenta la componente cero (0) verificando mediante los resultados que estas magnitudes son ortogonales (desfasadas 90 grados). Por último, en la figura inferior se presenta el resultado de la transformación de Park donde se obtienen componentes $dq0$ constantes, esto facilita el análisis del comportamiento dinámico del motor de inducción.

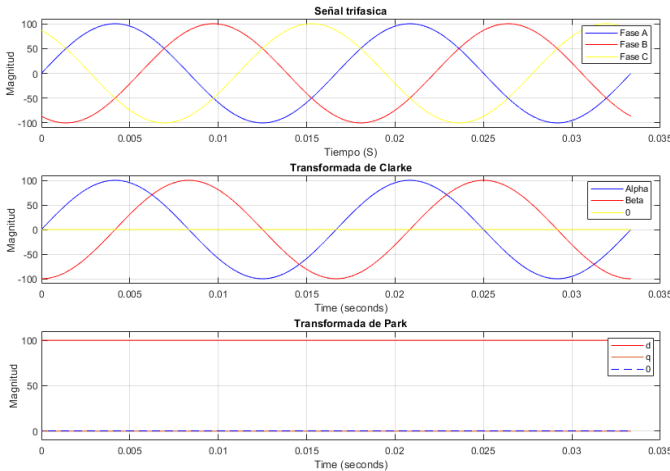


Fig. 2 Variables trifásicas y sus transformadas de Clarke y Park

Para facilitar el desarrollo del modelo matemático del motor de inducción trifásico y su análisis matemático se consideran: la operación con componente de secuencia cero nula, la distribución sinusoidal del campo magnético en el entrehierro, la ausencia de saturación magnética y pérdidas en el núcleo, y la simetría de los devanados del estator y del rotor.

En la Tabla I se presentan los parámetros a implementar en la simulación, incluye los valores nominales del modelo del motor, parámetro del estator, parámetro del rotor y los parámetros mecánicos.

TABLA I
PARÁMETROS DEL MOTOR UTILIZADO EN LA SIMULACIÓN

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia nominal	P_n	2238 W
Pares de polos	P_p	2 (4 polos)
Frecuencia nominal	f_n	60 Hz
Voltaje nominal	V_n	208 V
Corriente estator nominal	I_n	10 A
Par nominal	T_n	12 Nm
Resistencia del estator	R_s	0.6 Ω
Inductancia propia del estator	L_s	61.1 mH
Resistencia del rotor	R_r	0.4 Ω
Inductancia propia del rotor	L_r	61.1 mH
Inductancia mutua	L_m	59.0 mH
Momento de inercia	J_T	0.05 Kg m ²
Coefficiente de fricción viscosa	B_T o f_v	0.0018673 Nm/(rad/s)
Valor referencia del flujo	F_{ref}	0.4 Wb
Par de referencia-carga inicial	T_{ref1}	5 Nm
Par de referencia-carga final	T_{ref2}	20 Nm

A continuación, se presenta las ecuaciones de modelo matemático del motor de inducción en el eje $dq0$, incluyendo las siguientes constantes.

Constante de tiempo eléctrica:

$$\tau_s = L_s / R_s, \quad \tau_r = L_r / R_r \quad (1)$$

Constante de dispersión total (coeficiente de Blondel):

$$\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r = b \quad (2)$$

Constante de tiempo mecánica:

$$\tau_m = J_T / B_T \quad (3)$$

Pares de polos P_p

Ecuaciones eléctricas en los ejes $dq0$:

$$\frac{d\Psi_{sd}}{dt} = U_{sd} - \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \cdot \Psi_{sd} + \frac{R_s L_m}{L_s L_r - L_m^2} \cdot \Psi_{rd} + w_1 \cdot \Psi_{sq} \quad (4)$$

$$\frac{d\Psi_{sq}}{dt} = U_{sq} - \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2} \cdot \Psi_{sq} + \frac{R_s L_m}{L_s L_r - L_m^2} \cdot \Psi_{rq} - w_1 \cdot \Psi_{sd} \quad (5)$$

$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} = U_{rd} + \frac{R_r L_m}{L_s L_r - L_m^2} \cdot \Psi_{sd} - \frac{R_r L_s}{L_s L_r - L_m^2} \cdot \Psi_{rd} + (w_1 - w_r) \cdot \Psi_{rq} \quad (6)$$

$$\frac{d\Psi_{rq}}{dt} = U_{rq} + \frac{R_r L_m}{L_s L_r - L_m^2} \cdot \Psi_{sq} - \frac{R_r L_s}{L_s L_r - L_m^2} \cdot \Psi_{rq} - (w_1 - w_r) \cdot \Psi_{rd} \quad (7)$$

Ecuaciones mecánicas:

$$T_e = \frac{3}{2} P_p \frac{L_m}{(L_s L_r - L_m^2)} [\Psi_{sq} \cdot \Psi_{rd} - \Psi_{sd} \cdot \Psi_{rq}] \quad (8)$$

$$\frac{dw_r}{dt} = \left(\frac{P_p}{J_T} \right) (T_e - T_c) - \left(\frac{B_T}{J_T} \right) w_r \quad (9)$$

Aplicando la Transformada de Laplace a la ecuación 9:

$$\frac{W_r(s)}{T_e(s) - T_c(s)} = \frac{P_p}{J_T s + B_T} = \frac{P_p / B_T}{T_m s + 1} \quad (10)$$

En la Fig. 3 se presenta el esquema de simulación del motor de inducción trifásico empleando la transformación de Park, en la presente simulación se presenta el análisis de la velocidad (W_R), par (T_e), el flujo del estator (F_s) en magnitud y en componentes (abc), la corriente del rotor (I_R) y por último las corrientes del estator (I_s).

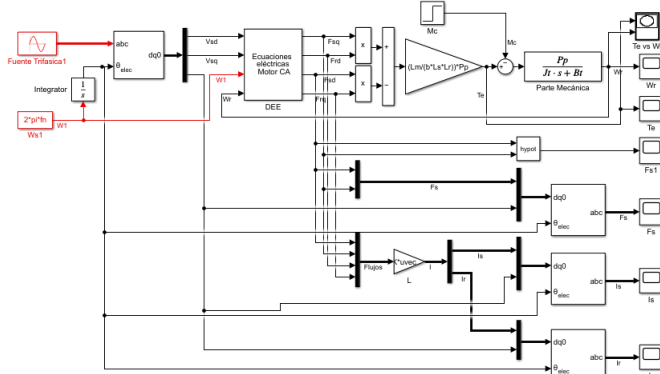


Fig. 3 Simulación motor de inducción con transformación de Park

En la Fig. 4 se presenta el comportamiento del motor de inducción al verse expuesto a solo la transformación de Park, en el comportamiento de las respuestas se observa que los primeros 0.2 segundos se presenta el comportamiento de arranque progresivo hasta estabilizarse en régimen estable. El comportamiento de las corrientes del rotor y estator es correspondiente al proceso de funcionamiento real del motor de inducción en el cual en su arranque presenta grandes corrientes y llegando al régimen permanente decrecen y se estabiliza.

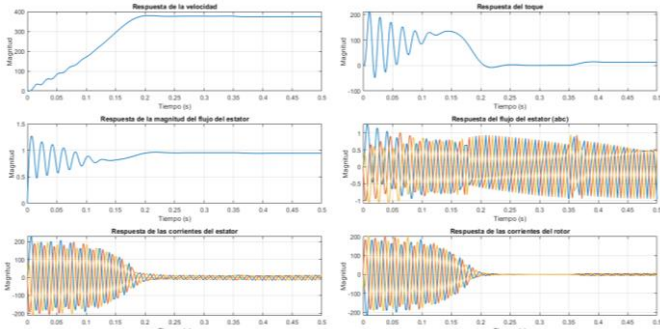


Fig. 4 Comportamiento del motor con la transformada de Park

A partir de las ecuaciones (4)-(7) y de las ecuaciones (8) y (9) que son constantes en los ejes $dq0$ y $\alpha\beta0$, se presenta las ecuaciones para la transformación de Clarke en los ejes $\alpha\beta0$.

$$\frac{d\Psi_{sd}}{dt} = U_{sd} - \frac{R_s L_R}{L_s L_R - L_M^2} \cdot \Psi_{sd} + \frac{R_s L_M}{L_s L_R - L_M^2} \cdot \Psi_{Rd} \quad (11)$$

$$\frac{d\Psi_{sq}}{dt} = U_{sq} - \frac{R_s L_R}{L_s L_R - L_M^2} \cdot \Psi_{sq} + \frac{R_s L_M}{L_s L_R - L_M^2} \cdot \Psi_{Rq} \quad (12)$$

$$\frac{d\Psi_{Rd}}{dt} = U_{Rd} + \frac{R_R L_M}{L_s L_R - L_M^2} \cdot \Psi_{sd} - \frac{R_R L_s}{L_s L_R - L_M^2} \cdot \Psi_{Rd} - w_R \cdot \Psi_{Rq} \quad (13)$$

$$\frac{d\Psi_{Rq}}{dt} = U_{Rq} + \frac{R_R L_M}{L_s L_R - L_M^2} \cdot \Psi_{sq} - \frac{R_R L_s}{L_s L_R - L_M^2} \cdot \Psi_{Rq} + w_R \cdot \Psi_{Rd} \quad (14)$$

En la Fig. 5 se presenta el esquema de simulación del motor de inducción empleando la transformación de Clarke.

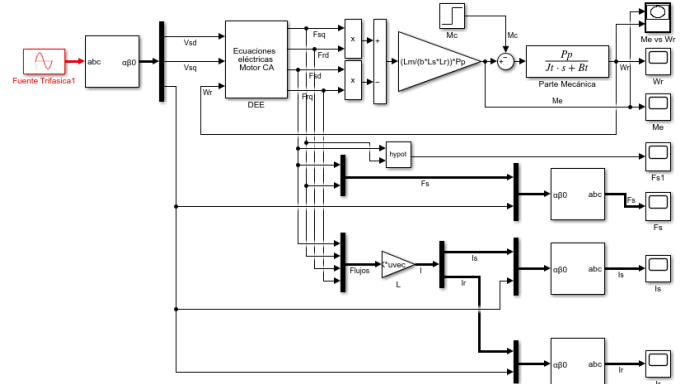


Fig. 5 Simulación motor de inducción con transformación de Clarke

En la Fig. 6 muestra los resultados de la simulación del motor de inducción al ser alimentado a través de la transformación de Park. La respuesta del par presenta en las durante los primeros 0.2 segundos tiempo del arranque progresivo hasta llegar a régimen estable, este comportamiento se refleja en los demás resultados como la corriente que en los primeros 0.2 segundos presenta grandes corrientes y posteriormente se disminuyen y estabilizar a valor nominales.

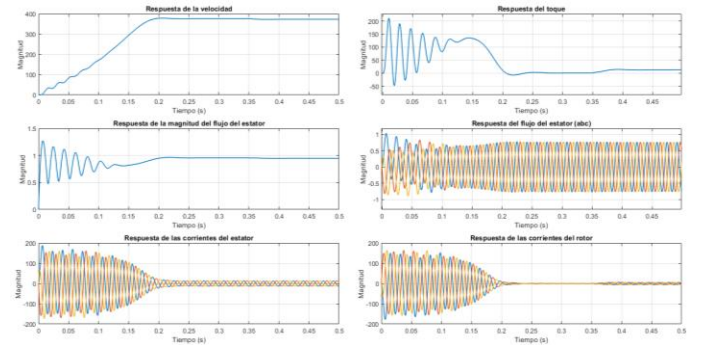


Fig. 6 Comportamiento del motor con la transformada de Clarke

A partir de las ecuaciones (4)-(7) se plantea la simulación presente en la Fig. 7 donde se realiza la combinación de bloques que representa cada aspecto del motor de inducción, en la parte mecánica se utiliza la ecuación (9).

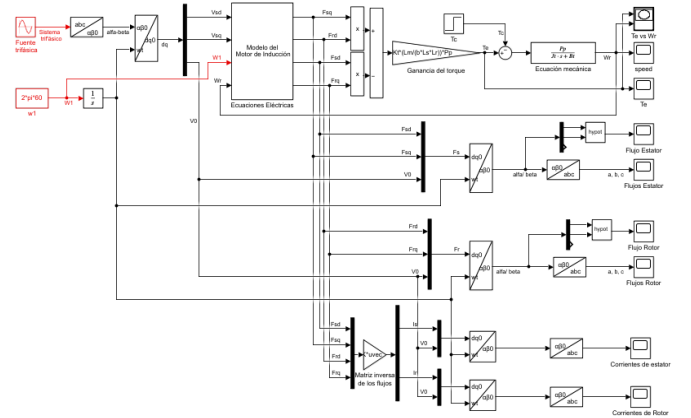


Fig. 7 Simulación del motor de la transformada de Clarke y Park

En la Fig. 8 se presenta los resultados obtenidos de la simulación de las ecuaciones (11)-(14) donde se presenta los resultados de variables eléctricas y mecánicas durante su arranque y posterior régimen transitorio. En la respuesta de la velocidad los primeros 0.45 segundos se presenta el arranque progresivo hasta alcanzar el régimen permanente. Donde se verifica que el comportamiento de la corriente del estator y la corriente del rotor presenta un comportamiento similar al conseguido por el motor de inducción en su funcionamiento.

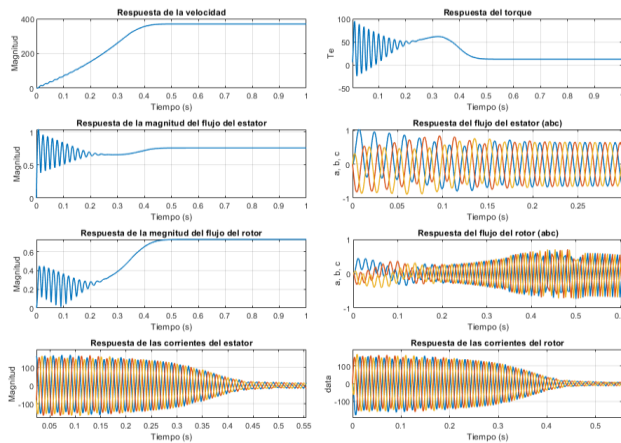


Fig. 8 Respuesta del motor con la transformada de Clarke y Park

III. VARIACIÓN DE LA RESISTENCIA EN LAZO ABIERTO

A. Variación de resistencia con control de desacoplamiento

A partir del modelo matemático del motor de inducción presentado anteriormente se procede a la inclusión del control vectorial por campo orientado (FOC), esta técnica busca controlar las corrientes de alimentación trifásicas de forma desacoplada a partir de la conversión por medio de la transformación Park a los ejes $dq0$, donde la componente d controla el flujo magnético y la componente q controla el par, mejorando el desempeño del motor de inducción.

En la Fig. 9 se presenta el esquema simulación del motor de inducción trifásico. Se pueden observar tres grandes bloques que componen la simulación el bloque principal se presenta las ecuaciones matemáticas del motor de inducción, el segundo se presenta el control del motor y por último en color rojo el modelo del flujo.

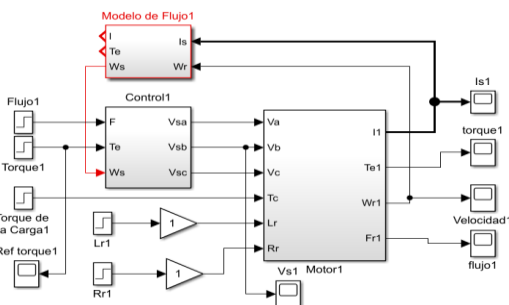


Fig. 9 Esquema del control FOC y el motor en coordenadas del estator

En la Fig. 10 se presenta el esquema de simulación de las ecuaciones matemáticas que describen el comportamiento del motor de inducción. En el bloque de parte eléctrica se presenta las ecuaciones eléctricas en coordenadas del estator los datos que ingresan al bloque del motor las señales de los voltajes, el par de carga, inductancia del rotor y la resistencia del rotor. En la salida de las ecuaciones se presenta el par, la velocidad, el flujo y la corriente del motor.

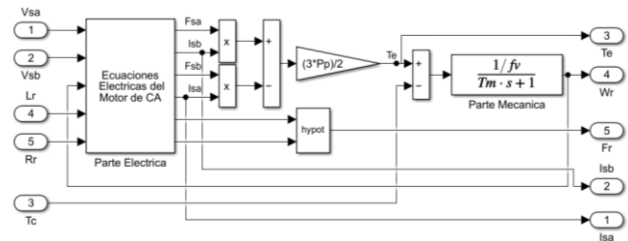


Fig. 10 Modelo matemático del motor de inducción trifásico

En la Fig. 11 se presenta el modelo para la estimación del flujo. A partir de las señales las corrientes trifásicas y la velocidad se presenta el análisis para la estimación del flujo, de igual manera en la salida de la estimación del flujo se obtiene la velocidad y el par, con los cuales se realiza el análisis del comportamiento del motor.

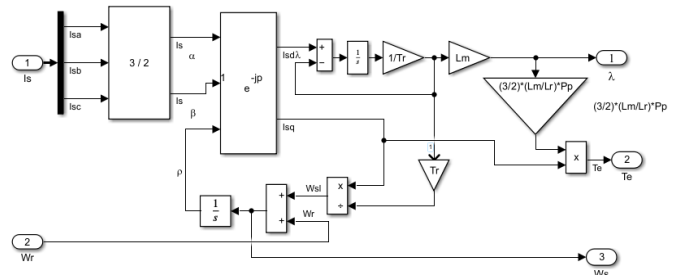


Fig. 11 Modelo de estimación del flujo (FOC)

En la Fig. 12 se presenta el modelo del control por medio del cual se realiza el control de las señales del voltaje que ingresa al bloque que contienen las ecuaciones del comportamiento del motor.

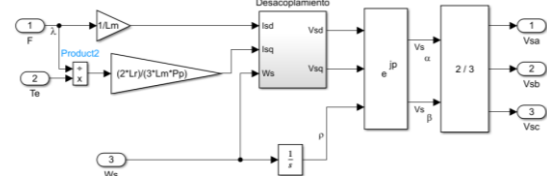


Fig. 12 Modelo del control por campo orientado (FOC)

En la Fig. 13 y la Fig. 14 se presenta los resultados de la simulación del motor de inducción presentado en la Fig. 9. En esta primera parte se realiza la variación de la ganancia de la resistencia en tres valores ($1.0R_r$, $1.4R_r$ y $1.7R_r$) y se evalúa cuál es su comportamiento en comparación a los datos de operación nominal. Una vez transcurridos 2 segundos de la simulación se aplica un cambio en la carga del motor pasando de un par de 5 Nm a 20 Nm.

En la Fig. 13 se presenta los resultados de la velocidad y la corriente, en primer lugar, al simular la resistencia con un valor de $1.0R_r$ (valor nominal). La velocidad presenta un aumento constante y más suave durante su arranque, después del aumento de la carga la velocidad presenta un crecimiento más pronunciado. Por otro lado, la corriente del motor presenta un impulso durante su arranque en el cual posteriormente decrece y estabiliza, posteriormente al incremento de la carga las corrientes del motor presentan un incremento constante para suplir la nueva carga implementada.

En relación con el segundo cambio de la resistencia a $1.4R_r$, la velocidad presenta un aumento más lento durante su arranque. Después del aumento de la carga la velocidad presenta un crecimiento más pronunciado aun así el tiempo de respuesta es más lento con respecto a si el motor operara en condiciones de operación nominal. Por otro lado, la corriente del motor presenta un impulso durante su arranque en el cual posteriormente decrece y estabiliza, posteriormente al incremento de la carga las corrientes del motor presentan un leve incremento con un comportamiento más amortiguado al ingresar una nueva carga implementada.

En relación con el tercer cambio de la resistencia a $1.7R_r$, la velocidad presenta un aumento aún más lento durante su arranque que con respecto a los casos con los valores de resistencia de $1.0R_r$ y $1.4R_r$, después del aumento de la carga la velocidad presenta un crecimiento más pronunciado aun así el tiempo de respuesta es más lento con respecto a si el motor operara bajo condiciones de resistencia con valores de $1.0R_r$ y $1.4R_r$. Por otro lado, la corriente del motor presenta un impulso durante su arranque en el cual posteriormente decrece y estabiliza, posteriormente al incremento de la carga las corrientes del motor presentan un leve incremento con un comportamiento más amortiguado al ingresar una nueva carga implementada.

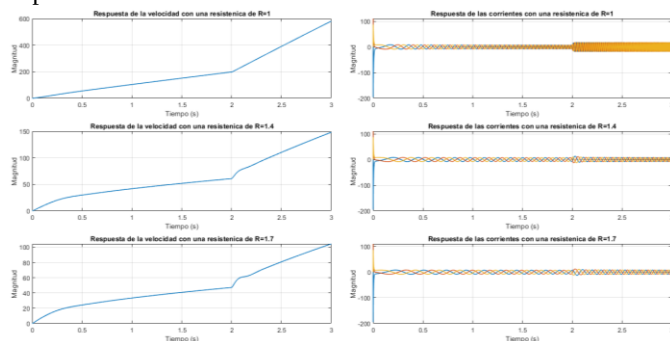


Fig. 13 Velocidad y corrientes en varias condiciones de resistencia

En la Fig. 14 se presenta los resultados de las variables de par y el flujo. En primer lugar, al simular la resistencia con un valor de $1.0R_r$, la respuesta del par presenta una respuesta más estable con un pequeño sobre impulso y luego manteniéndose en el valor del par de 5 Nm. Después del aumento de la carga el par consigue una respuesta rápida sin oscilaciones. Por otro lado, el flujo del motor presenta un proceso de estabilización

rápida que se mantiene constante incluso cuando se realiza un incremento en la carga del motor.

En relación con el segundo cambio de la resistencia a $1.4R_r$, el par presenta un cambio de comportamiento en el arranque disminuye y se estabiliza. Después del aumento de la carga el par presenta un pico elevado sin llegar al par demandado seguido de una oscilación antes de estabilizarse. Por otro lado, el flujo del motor presenta variaciones, durante el arranque un presenta un incremento temporal el cual disminuye y se estabiliza.

Posteriormente al incremento de la carga el flujo presenta un aumento llegando a tener una magnitud de 0.5 Wb. La cual finalmente se tiende a estabilizar en un valor menor, presentando una mayor sensibilidad mayor en el flujo al incrementarse la resistencia del motor.

En relación con el tercer cambio de la resistencia a $1.7R_r$, el par presenta un cambio de comportamiento en el arranque disminuye y se estabiliza. La respuesta del flujo presenta una mayor sensibilidad con respecto a los dos casos anteriores, después del aumento del par de la carga presenta un pico elevado sin llegar al par de referencia, seguido de una oscilación antes de estabilizarse.

Por otro lado, el flujo del motor presenta variaciones durante el arranque. Estas se manifiestan mediante un incremento temporal el cual disminuye progresivamente y finalmente se estabiliza. Posteriormente al incremento de la carga el flujo presenta un aumento llegando a tener una magnitud cercana de 0.6 Wb. El cual finalmente se tiende a estabilizar en un valor menor, presentando una mayor sensibilidad mayor en el flujo al incrementarse la resistencia del motor.

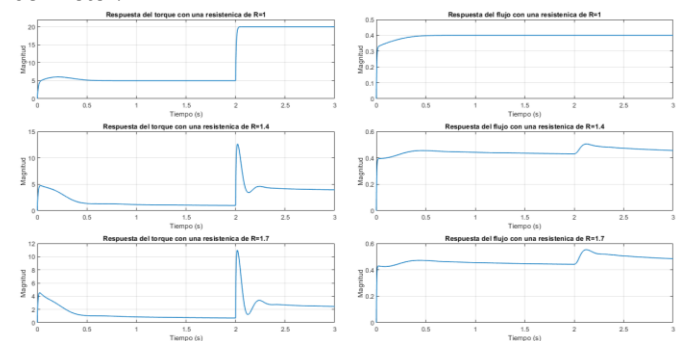


Fig. 14 Par y flujo con distintos valores de resistencia

En la Tabla II se presenta el análisis comparativo del efecto del incremento de la resistencia del rotor en tres condiciones: $1.0R_r$, $1.4R_r$ y $1.7R_r$. Los resultados evidencian que dicha variación tiene un impacto significativo en el desempeño dinámico del sistema.

En particular, se observa un aumento progresivo en el tiempo de establecimiento y en el rizado del par a medida que la resistencia se incrementa, lo cual indica una disminución de la robustez del sistema de control frente a variaciones en los parámetros del rotor.

Aunque el sobreimpulso presenta cambios significativos entre el caso de análisis de resistencia en condiciones nominales con un 4% a cuando el sistema se encuentra operando con $1.7R_r$ donde alcanza un 17.5%, las oscilaciones posteriores a la aplicación del escalón de carga se vuelven más pronunciadas para valores elevados de resistencia, especialmente en el caso de $1.7R_r$.

Este comportamiento confirma una degradación en la estabilidad del sistema bajo condiciones de desajuste paramétrico.

TABLA II

IMPACTO DE LA VARIACIÓN DE LA RESISTENCIA DEL ROTOR

Ajuste de resistencia del rotor	Tiempo de establecimiento (s)	Sobreimpulso máximo (%)	Error estacionario	Rizado del par (Nm)
$1.0R_r$	0.2	4.0	0	1.2
$1.4R_r$	0.3	12.5	0	4.0
$1.7R_r$	0.4	17.5	0	6.0

B. Variación de la resistencia con PID y desacoplamiento

En esta sección se conserva el esquema de simulación del motor de inducción y el del estimador del flujo presentado en la Fig. 9. La única modificación realizada se presenta en la Fig. 15 donde en el control se realiza la incorporación del controlador PID con el fin de evaluar la respuesta a la variación de parámetros de la resistencia.

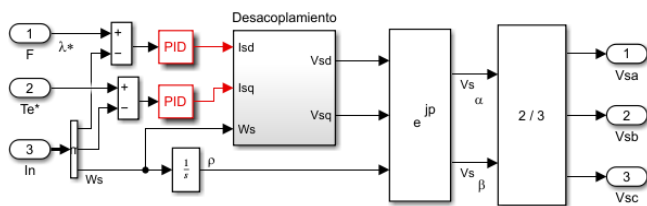


Fig. 15 Control FOC con control y desacoplamiento

A partir de la modificación del esquema de simulación se presenta los resultados del comportamiento de la velocidad y las corriente en la Fig. 16, en las gráficas de la velocidad se presenta un crecimiento más cercano entre los tres casos, al momento de ingreso de una nueva carga el sistema responde con un crecimiento promedio más cercano con respecto a los casos anteriores, aun si cuando la resistencia presenta un valor de 1.7 presenta antes de la carga una respuesta más lenta y posteriormente presenta un respuesta superior con respecto a una resistencia de $1.0R_r$.

Por otro lado, la gráfica de la corriente presenta una gran amplitud durante el arranque de la simulación y posteriormente se estabilizan, al ingresar la nueva carga la corriente responde rápidamente aun así se mantiene constante.

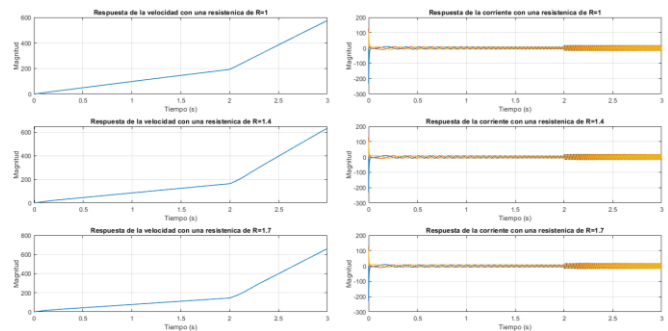


Fig. 16 Velocidad y corrientes con distintos valores de resistencia

Con respecto a los resultados del par y el flujo con la modificación del control se presenta en la Fig. 17, si la simulación implementa una resistencia de $1.0R_r$ en la respuesta del par se presenta una respuesta natural una baja oscilación al inicio y en el cambio de carga, con respecto al flujo se presenta una breve oscilación en el inicio durante el arranque de la simulación y permaneciendo estable posteriormente. Por otro lado, con un valor de resistencia de $1.4R_r$ la respuesta del par y el flujo presenta una variación durante el inicio de la simulación, durante el cambio de carga presenta una oscilación antes se estabilizarse con un valor superior al solicitado para el movimiento de la carga.

Por último, si se implementa una variación de la resistencia a un valor de $1.7R_r$ el par y el flujo al inicio presenta una variación estabilizándose aun así con valores muy cercanos a la respuesta con una resistencia de $1.0R_r$, al ingreso de la nueva carga el comportamiento de del sistema intenta acoplarse aun así presenta una oscilación antes de estabilizarse en un valor superior al requerido por la carga.

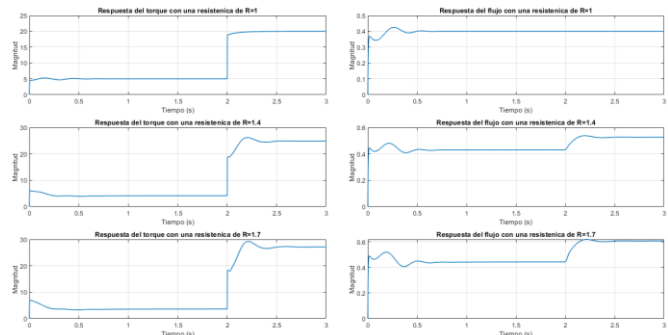


Fig. 17 Par y flujo con distintos valores de resistencia

Los resultados comparativos presentados en la TABLA III demuestran que la incorporación de un controlador PID en conjunto con el desacoplamiento mejora significativamente la robustez del sistema, reduciendo la sensibilidad frente a variaciones en la resistencia del rotor en comparación con la configuración en lazo Abierto en la Tabla II.

Aunque el incremento de la resistencia del rotor presenta una afectación en el desempeño de dinámico, las variaciones en las métricas son considerablemente menor, lo que evidencia una reducción de la sensibilidad del sistema a incertidumbre paramétrica.

TABLA III
IMPACTO DE LA VARIACIÓN DE LA RESISTENCIA DEL ROTOR

Ajuste de resistencia del rotor	Tiempo de establecimiento (s)	Sobreimpulso máximo (%)	Error estacionario	Rizado del par (Nm)
1.0R _r	0.15	3.0	0	0.9
1.4R _r	0.20 – 0.25	9.0	0	2.8
1.7R _r	0.25 – 0.30	14.0	0	4.3

C. Variación de resistencia con PID y controlador síncrono

En esta sección se conserva el esquema de simulación del motor de inducción y el del estimador del flujo presentado en la Fig. 9. La única modificación realizada se presenta en la Fig. 18 donde en el control se realiza la incorporación del controlador tipo PID y la sustitución del bloque de desacoplamiento y se incorpora un controlador síncrono con el fin de evaluar la respuesta a la variación de parámetros de la resistencia.

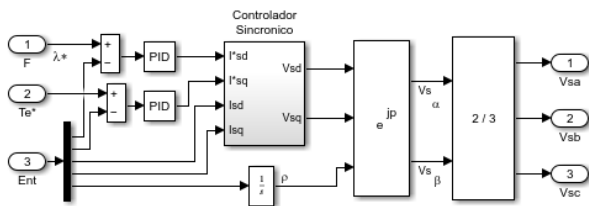


Fig. 18 Control DFOC con control PID y controlador síncrono

En la Fig. 19 se presenta la composición del controlador síncrono compuesto por dos secciones de control una para cada componente de control.

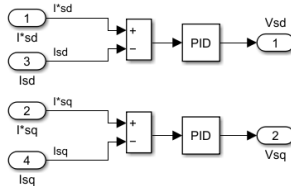


Fig. 19 Controlador síncrono

La Fig. 20 presenta los resultados del comportamiento de la velocidad y las corrientes, a partir de la modificación del esquema de simulación. En las gráficas de la velocidad se presenta un comportamiento similar en los tres casos.

Al variar la carga el sistema responde con un crecimiento promedio similar a los casos anteriores, incluso cuando la resistencia presenta la mayor desviación de 1.7R_r. Sin embargo, con este valor se presenta una respuesta más lenta en recuperarse ante la variación de la carga comparando con el comportamiento cuando la resistencia es la nominal (1.0R_r).

Por otro lado, las gráficas de las corrientes en la simulación presentan una mayor amplitud durante el arranque y posteriormente se estabilizan. Al variar la carga la corriente responde rápidamente y luego se mantienen constante.

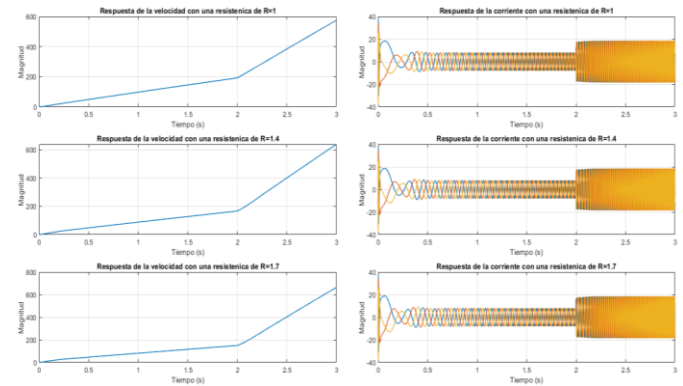


Fig. 20 Velocidad y corriente con distintos valores de resistencias

Con respecto a los resultados del par y del flujo con la modificación del control que se presenta en la Fig. 21. La simulación con una resistencia de 1.0R_r en la respuesta del par muestra una respuesta natural con una baja oscilación al inicio e incluso con el cambio de carga. Con respecto al flujo se presenta una breve oscilación al inicio durante el arranque de la simulación y permanece estable posteriormente.

Por otro lado, con un valor de resistencia de 1.4R_r la respuesta del par presenta un sobre impulso cercano al 10 % y el flujo presenta una variación durante el inicio de la simulación, durante el cambio de carga presenta una breve oscilación antes se estabilizarse con un valor superior a la referencia para el cambio de la carga con un rizado aproximado de 3.2 Nm.

Por último, cuando el valor de la resistencia del rotor es 1.7R_r, el par y el flujo al inicio presenta una variación estabilizándose a valores similares a la respuesta con una resistencia de condiciones nominales llegando a presentar un rizado del para cercano a los 5 Nm. Al variar la carga el comportamiento del sistema intenta acoplarse, incluso sí, presenta una oscilación antes de estabilizarse en un valor superior al requerido por la carga.

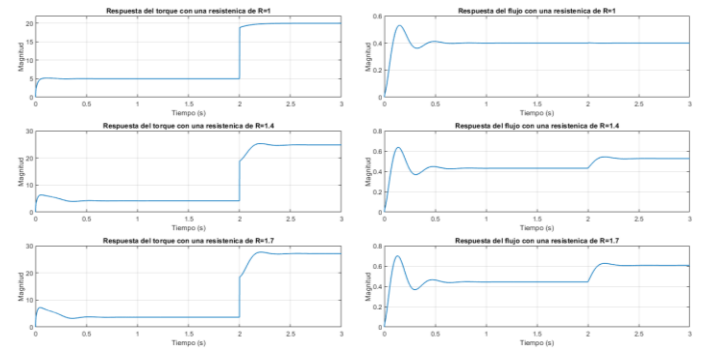


Fig. 21 Par y flujo con distintos valores de resistencia

A partir del resultado presentado en la Tabla IV, se evidencia que el incremento de la resistencia del rotor afecta directamente el desempeño dinámico del sistema. En particular se presenta un incremento en el tiempo de establecimiento, el sobre impulso y el rizado del par.

Aunque el error de estado estacionario se encuentra cercano a cero las oscilaciones durante el transitorio se vuelven más pronunciada cuando se presenta valores elevados de resistencia. Esta variación confirma una reducción en el amortiguamiento del sistema y una mayor sensibilidad a las variaciones paramétrica, lo cual se traduce en una degradación del desempeño del motor.

TABLA IV

IMPACTO DE LA VARIACIÓN DE LA RESISTENCIA DEL ROTOR

Ajuste de resistencia del rotor	Tiempo de establecimiento (s)	Sobreimpulso máximo (%)	Error estacionario	Rizado del par (Nm)
1.0Rr	0.2	5.0	0	1.5
1.4Rr	0.3	10.0	0	3.2
1.7Rr	0.35 – 0.4	15.0	0	5.0

IV. VARIACIÓN DE LA RESISTENCIA EN LAZO CERRADO

En la Fig. 22 se presenta el esquema simulación con el motor de inducción trifásico. Se presenta tres grandes bloques que componen la simulación el bloque principal se presenta las ecuaciones matemáticas del motor de inducción, el segundo se presenta el control del motor y por último en color rojo el modelo del flujo. En este esquema de simulación se realiza la realimentación de la velocidad de salida en el motor, posteriormente ingresa un controlador tipo PI, que actúa como un regulador para alcanzar el par demandado para el funcionamiento del motor.

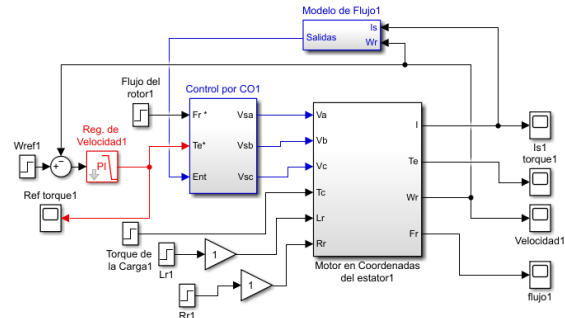


Fig. 22 Esquema del control DFOC en coordenadas del estator

En esta sección se conserva el esquema de simulación del motor de inducción y el del estimador del flujo presentado en la Fig. 11. La modificación realizada para el controlador se entra en la sustitución del controlador tipo PID a un controlador tipo PI a partir de las respuestas presentadas en la *Variación de resistencia con PID y controlador síncrono* es así como en la Fig. 23 se presenta el esquema de simulación del control a lazo cerrado.

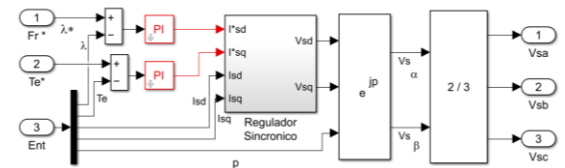


Fig. 23 Control DFOC con control PI y regulador síncrono

En los resultados de la velocidad y la corriente presenta diferencia de las respuestas pequeñas en los tres casos evaluados 1.0Rr, 1.4Rr y 1.7Rr cómo se observa en la Fig. 24. La velocidad presenta un incremento inicial suave y alcanza un valor estable de forma rápida, al ingresar la carga presenta una breve desaceleración la cual es rápidamente corregida. Por otro lado, en la corriente presenta un pico inicial característico durante el arranque, el cual se estabiliza rápidamente. Al introducir la variación de la carga, las corrientes presentan un ligero ajuste manteniéndose posteriormente en un régimen estable con mínimas oscilaciones.

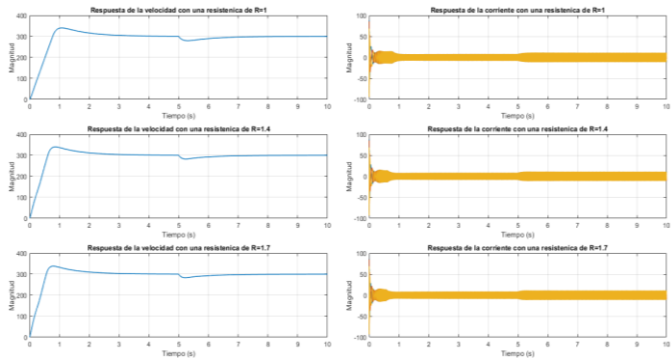


Fig. 24 Velocidad y corrientes con distintos valores de resistencias

La Fig. 25 muestra la respuesta del par y el flujo, para el primer caso con la resistencia con un valor de 1.0Rr, el par en un primer momento asume un valor mayor para romper la inercia del motor en el arranque y posteriormente se estabiliza. Al variar la carga el par presenta una variación mínima y se estabiliza. Por otro lado, el flujo presenta una breve oscilación y luego se estabiliza.

Respecto a los casos de la resistencia con valores de 1.4Rr y 1.7Rr, el par presenta inicialmente un valor elevado para romper la inercia del motor de inducción estabilizándose en par solicitado. Al variar carga presenta un aumento con una breve oscilación y posteriormente se estabiliza.

Por otro lado, los flujos en los dos casos presentan una mínima oscilación inicial logrando estabilizarse en régimen permanente. Al variar la carga el flujo presenta una pequeña variación y se mantiene estable posteriormente.

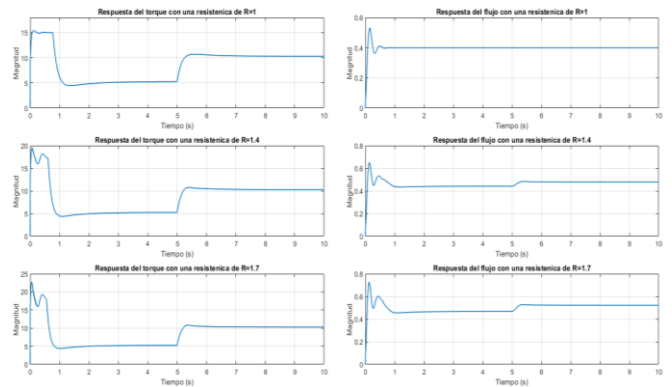


Fig. 25 Par y flujo en distintos valores de resistencias

A partir de los resultados presentados en la Tabla V, se evidencia que el incremento de la resistencia del rotor presenta un impacto limitado sobre el desempeño dinámico en comparación con los casos previamente analizados. En particular, se observa un aumento moderado en el tiempo de establecimiento, el sobre impulso y el rizado del par al incrementarse la resistencia del rotor.

Este comportamiento confirma que la estrategia de control implementada permite mantener la estabilidad del sistema y reducir la sensibilidad ante variaciones en la resistencia del rotor, logrando un desempeño dinámico más uniforme.

TABLA V
IMPACTO DE LA VARIACIÓN DE LA RESISTENCIA DEL ROTOR

Ajuste de resistencia del rotor	Tiempo de establecimiento (s)	Sobreimpulso máximo (%)	Error estacionario	Rizado del par (Nm)
1.0Rr	0.15	1.5	0	1.8
1.4Rr	0.20	2.5	0	2.5
1.7Rr	0.25	4.0	0	3.3

V. IMPLICACIONES PRÁCTICAS DE LOS RESULTADOS

Los hallazgos de este trabajo tienen implicaciones directas en tres contextos de aplicación. En accionamientos industriales [12], la resistencia del rotor se ve afectada principalmente por efectos térmicos durante la operación continua, lo que deteriora el desempeño del FOC al generar errores en la orientación del flujo [13], [14].

Los resultados obtenidos indican que esquemas de lazo cerrado con reguladores PI o controladores síncronos mitigan este efecto de forma efectiva en aplicaciones con cambios frecuentes de carga, como bombeo o manufactura. En aplicaciones como sistemas de bombeo mecánico en la industria petrolera, el monitoreo y la identificación de fallas mediante técnicas inteligentes se vuelve relevante para garantizar la continuidad operativa y la eficiencia energética del sistema [15]. En este contexto, plataformas IoT integradas con servicios en la nube y mecanismos de seguridad permiten la gestión remota, almacenamiento y protección de los datos operativos del sistema bajo arquitecturas IoT escalables orientadas a monitoreo industrial [16], [17]. En sistemas alimentados por inversor, la variación paramétrica compromete el desacoplamiento entre flujo y par, aspecto crítico en variadores de velocidad [14]. En implementaciones industriales reales, la integración con redes de comunicación industrial basadas en protocolos como Modbus RTU y MQTT permite la supervisión y ajuste remoto de variables operativas [18].

Los esquemas de control más robustos evaluados en este trabajo demuestran mayor capacidad de compensación ante estas condiciones. En sistemas de tracción eléctrica, donde el motor de inducción es una alternativa atractiva frente a los motores de imanes permanentes [14], la variación de la

resistencia del rotor durante ciclos de aceleración y frenado regenerativo es un fenómeno determinante.

Los resultados confirman que el control en lazo cerrado reduce la sensibilidad ante estas variaciones, aunque para aplicaciones de alta exigencia dinámica se recomienda complementarlo con técnicas de estimación en línea de parámetros [19]. Asimismo, estos esquemas pueden ser implementados y validados mediante plataformas IoT orientadas al desarrollo de prototipos experimentales [20], [21].

V. CONCLUSIONES

En el análisis realizado evidencia que la variación de la resistencia del rotor del motor de inducción influye de forma directa en el control por campo orientado, y se manifiesta en su comportamiento dinámico y su respuesta en régimen estable.

A medida que la resistencia aumenta, la respuesta del par y el flujo presenta variaciones más pronunciadas, provocando una respuesta de la velocidad más lenta, especialmente durante los cambios de carga.

En la simulación con desacoplamiento simple, el sistema refleja una sensibilidad mayor a la variación de parámetros. La implementación de control PID mejora la estabilidad de la respuesta; sin embargo, la adopción del controlador síncrono presenta una respuesta más estable y reduce las fluctuaciones antes las perturbaciones.

La implementación del control por campo orientado en lazo cerrado en conjunto con un controlador PI al ser expuesto a la variación de los parámetros (resistencia del rotor) presenta el mejor resultado, reflejando menor sensibilidad ante la variación de parámetros de la resistencia y mejor adaptación a la variación de carga.

Estos resultados verifican que, en el control por campo orientado a pesar de implementar controladores en lazo cerrado que mejoran la respuesta dinámica del sistema antes las variaciones de parámetros, se hace necesario proponer esquemas de control que logren compensar estas variaciones en funcionamiento. Lo que motiva a la implementación estrategias de control modernas que compensen las variaciones de los parámetros del motor de inducción.

RECONOCIMIENTO

El presente trabajo fue desarrollado con el apoyo de la Universidad de Pamplona y Minciencias Colombia, en el marco de la Convocatoria 890.

REFERENCIAS

- [1] P. Thirugnanam, "Advances, New Perspective and Applications in Induction Motors", en *Induction Motors - Recent Advances, New Perspectives and Applications*, A. El-Shahat, Ed., IntechOpen, 2023. doi: 10.5772/intechopen.1001583.
- [2] C. S. Goli, M. Manjrekar, S. Essakiappan, P. Sahu, y N. Shah, "Landscaping and Review of Traction Motors for Electric Vehicle

- Applications”, en *2021 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, Chicago, IL, USA: IEEE, jun. 2021, pp. 162-168. doi: 10.1109/ITEC51675.2021.9490129.
- [3] D. F. De Souza, F. A. M. Salotti, I. L. Sauer, H. Tatizawa, A. T. De Almeida, y A. G. Kanashiro, “A Performance Evaluation of Three-Phase Induction Electric Motors between 1945 and 2020”, *Energies*, vol. 15, n.º 6, p. 2002, mar. 2022, doi: 10.3390/en15062002.
- [4] M. U. Sardar *et al.*, “Inverter-Fed Motor Drive System: A Systematic Analysis of Condition Monitoring and Practical Diagnostic Techniques”, *Energies*, vol. 16, n.º 15, p. 5628, jul. 2023, doi: 10.3390/en16155628.
- [5] K. K. Dutta, A. Devanshu, y S. Allamsetty, “Scalar-controlled three-phase induction motor drive using FPGA-based WAVECT controller”, en *2024 3rd International conference on Power Electronics and IoT Applications in Renewable Energy and its Control (PARC)*, Mathura, India: IEEE, feb. 2024, pp. 264-268. doi: 10.1109/PARC59193.2024.10486589.
- [6] B. Harakuni, B. Divatar, N. Gurram, S. Sheth, R. Khaded, y N. Pattar, “Parameter Estimation and Vector Control of Induction Motor using Sciample Workbench”, en *2022 IEEE 7th International conference for Convergence in Technology (I2CT)*, Mumbai, India: IEEE, abr. 2022, pp. 1-6. doi: 10.1109/I2CT54291.2022.9824245.
- [7] P. Hothongkham, S. Suathed, y A. Aurairat, “A single-stage AC conversion with the three-phase matrix converter for the constant V/f ratio method”, *Int. J. Power Electron. Drive Syst. IJPEDS*, vol. 16, n.º 2, p. 1038, jun. 2025, doi: 10.11591/ijpeds.v16.i2.pp1038-1050.
- [8] Sh. Yadav, S. K. Mallik, y A. Mishra, “Low-Switching Based Improved PWM for Torque Harmonic Reduction in V/f Controlled High Power Inverter Fed IM Drive”, *J. Oper. Autom. Power Eng.*, n.º Online First, nov. 2023, doi: 10.22098/joape.2023.12546.1951.
- [9] A. G. M. A. Aziz, A. Y. Abdelaziz, Z. M. Ali, y A. A. Z. Diab, “A Comprehensive Examination of Vector-Controlled Induction Motor Drive Techniques”, *Energies*, vol. 16, n.º 6, p. 2854, mar. 2023, doi: 10.3390/en16062854.
- [10] K. A. Makinde *et al.*, “Simulation based testing and performance investigation of induction motor drives using matlab simulink”, *SN Appl. Sci.*, vol. 5, n.º 3, p. 73, mar. 2023, doi: 10.1007/s42452-023-05296-w.
- [11] A. K. Abobaker, N. M. Nordin, y A. A. Razak, “Torque and flux ripple mitigation technique using multi-level inverter for sequential model predictive controlled induction motor”, *Int. J. Power Electron. Drive Syst. IJPEDS*, vol. 16, n.º 1, p. 287, mar. 2025, doi: 10.11591/ijpeds.v16.i1.pp287-297.
- [12] A. Diaz y H. González, “Diseño de un sistema de comunicación IoT para el monitoreo y control de variables de procesos industriales”, *Rev. Colomb. Tecnol. Av. RCTA*, vol. 1, n.º 39, pp. 32-36, jul. 2023, doi: 10.24054/rcta.v1i39.1371.
- [13] Himani, S. V. S. P. K. Ch, S. Venu, y S. Jain, “Robust and Motor Parameter Insensitive PI Controller Design for Field- Oriented Controlled Induction Motor Drive”, *Int. J. Circuit Theory Appl.*, vol. 54, n.º 3, pp. 1558-1571, mar. 2026, doi: 10.1002/cta.70042.
- [14] M. Adamczyk y T. Orłowska-Kowalska, “Influence of Parameter Uncertainty to Stator Current Reconstruction Using Modified Luenberger Observer for Current Sensor Fault-Tolerant Induction Motor Drive”, *Sensors*, vol. 22, n.º 24, p. 9813, dic. 2022, doi: 10.3390/s22249813.
- [15] J. E. Meneses Flórez, F. A. Garavito, y E. Meneses, “Identificación de fallas en sistemas de bombeo mecánico de petróleo utilizando neurofuzzy”, *Rev. Colomb. Tecnol. Av. RCTA*, vol. 1, n.º 37, pp. 10-22, jul. 2023, doi: 10.24054/rcta.v1i37.973.
- [16] A. J. Cuenca Luna, R. D. Quelal Villarreal, F. S. Donoso Martínez, F. G. Cuzme Rodríguez, y P. D. Muñoz Criollo, “WiFish: Plataforma de monitoreo de acuicultura basada en IoT y cloud computing con cifrado AES-128”, *Rev. Colomb. Tecnol. Av. RCTA*, vol. 2, n.º 46, pp. 190-200, ago. 2025, doi: 10.24054/rcta.v2i46.4140.
- [17] C. J. Medina-Barahona, G. A. Mora, C. Calvache-Pabón, J. A. Salazar-Castro, H. A. Mora-Paz, y D. Mayorca-Torres, “Propuesta de arquitectura IoT orientada a la creación de prototipos para su aplicación en plataformas educativas y de investigación”, *Rev. Colomb. Tecnol. Av. RCTA*, vol. 1, n.º 39, pp. 118-125, jul. 2023, doi: 10.24054/rcta.v1i39.1405.
- [18] G. A. Acevedo Hernandez y O. Pinzón Ardila, “Desarrollo de un sistema electrónico para comunicación remota en dispositivos industriales Modbus RTU a través de MQTT”, *Rev. Colomb. Tecnol. Av. RCTA*, vol. 1, n.º 43, pp. 44-50, mar. 2024, doi: 10.24054/rcta.v1i43.2800.
- [19] G. I *et al.*, “Sensorless vector-controlled induction motor drives: Boosting performance with Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System integrated augmented Model Reference Adaptive System”, *MethodsX*, vol. 13, p. 102992, dic. 2024, doi: 10.1016/j.mex.2024.102992.
- [20] D. Navarro Pino, J. S. Badillo Rincón, M. D. Portillo Padilla, y S. E. Pineda Aguilera, “Tecnologías y herramientas del internet de las cosas (IoT) para el desarrollo de prototipos de entornos cotidianos”, *Rev. Colomb. Tecnol. Av. RCTA*, vol. 2, n.º 44, pp. 97-103, jul. 2024, doi: 10.24054/rcta.v2i44.3020.
- [21] N. S. Sandoval Carrero, N. M. Acevedo Quintana, y L. M. Santos Jaimes, “Lineamientos desde la industria 4.0 a la educación 4.0: caso tecnología IoT”, *Rev. Colomb. Tecnol. Av. RCTA*, vol. 1, n.º 39, pp. 81-92, jul. 2023, doi: 10.24054/rcta.v1i39.1379.