



UNIVERSIDAD
DE PIURA

REPOSITORIO INSTITUCIONAL
PIRHUA

IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL INDIRECTO DE CAMPO ORIENTADO (IFOC) EN UN MOTOR AC TRIFÁSICO

Juan Ulises Moreano Peña

Piura, marzo de 2016

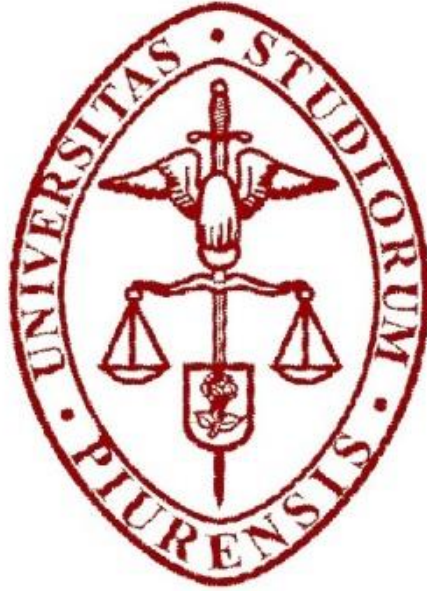
FACULTAD DE INGENIERÍA

Máster en Ingeniería Mecánico – Eléctrica con mención en Automática y
Optimización



Esta obra está bajo una [licencia Creative Commons Atribución-NoComercial-SinDerivadas 2.5 Perú](#)
Repositorio institucional PIRHUA – Universidad de Piura

UNIVERSIDAD DE PIURA
FACULTAD DE INGENIERÍA



**“IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL INDIRECTO DE CAMPO ORIENTADO
(IFOC) EN UN MOTOR AC TRIFÁSICO”**

Tesis para optar el Título de Máster en
Ingeniería Mecánico - Eléctrica

JUAN ULISES MOREANO PEÑA

Asesor: Dr. Ing. Edilberto Vásquez

Piura, Marzo 2016

Mi agradecimiento al Consejo Nacional de Ciencia, Tecnología e Innovación Tecnológica (CONCYTEC), por brindarme la oportunidad de formar parte del programa de maestría y así desarrollar este trabajo.

Prólogo

Actualmente, los motores trifásicos de inducción son el tipo de motor preferido en la industria, esto se debe a los beneficios que presentan ante otros tipos de motores eléctricos, como son su bajo costo, su estructura robusta, su casi nula necesidad de mantenimiento y la alta relación de su potencia respecto a su tamaño.

A pesar de todos los beneficios que presentan, su principal desventaja es la dificultad para controlarlos. Durante muchos años estas máquinas han sido conectadas directamente a una línea de tensión operando a una velocidad constante, y más recientemente se han controlado bajo esquemas de tipo escalar, basándose en la relación tensión/frecuencia (V/f) para alcanzar diferentes puntos de operación, pero este método presenta el inconveniente de tener un comportamiento dinámico no deseado debido a efectos de saturación magnética y a cambios de los parámetros eléctricos del motor (como la resistencia eléctrica de sus devanados) debido a la temperatura.

El control del motor trifásico de inducción es un problema difícil y complejo debido a varios motivos. En primer lugar, el sistema tiene un comportamiento de tipo no lineal. En segundo lugar, es multivariable y sus variables de estado no pueden ser medidas directamente, por lo que generalmente se hacen estimaciones en base al modelo matemático. Por último, algunos de sus parámetros (principalmente la resistencia del rotor) pueden variar durante la operación de la máquina debido a las situaciones que pueden presentarse (factores ambientales como la temperatura, aumentos repentinos de carga, etc.).

La industria de hoy día tiene como uno de sus principales objetivos la reducción de los costos de operación de sus procesos, por lo tanto las técnicas clásicas de control de motores son descartadas por el bajo rendimiento energético que ofrecen, entonces se hace necesario contar con técnicas de control avanzado que optimicen su operación y por tanto su rendimiento, por tal motivo en los últimos años se han promovido investigaciones en torno al control de esta máquina eléctrica.

Una de las técnicas avanzadas de control de motores eléctricos es el control de campo orientado o FOC (*Field Oriented Control*), que considera sus ecuaciones matemáticas y por tanto se logra un mejor control de la dinámica del torque o de la velocidad según la metodología específica utilizada. El control FOC requiere de una mayor potencia de cálculo respecto a un control V/f, que se puede superar al utilizar los procesadores de señales digitales o DSP (*Digital Signal Processors*).

En el Laboratorio de Sistemas Automáticos de Control de la Universidad de Piura se cuenta con diferentes módulos experimentales para el control de temperatura, control de nivel, control de PH y diferentes equipos que permiten analizar diversos esquemas de control, pero no se cuenta con un banco experimental de control de motores implementado por lo que este trabajo busca desarrollar e implementar el método avanzado de control IFOC para motores trifásicos de inducción y establecer un punto de inicio para el desarrollo de diferentes metodologías de control para este tipo de motores.

Doy mi agradecimiento a todas aquellas personas que de una u otra manera colaboraron en el desarrollo de esta tesis. Al Dr. Ing. Edilberto Vásquez, mi asesor, por su apoyo, y a mis compañeros del programa de maestría y del Departamento de Electrónica y Automática de la Universidad de Piura.

De la misma manera doy mi agradecimiento al Consejo Nacional de Ciencia, Tecnología e Innovación Tecnológica (CONCYTEC) por haberme dado la oportunidad de formar parte de este programa de maestría y así haber hecho posible el desarrollo de esta investigación.

Resumen

En este proyecto de tesis se realiza el análisis y la implementación del control indirecto de campo orientado (IFOC) para un motor de inducción trifásico de inducción con rotor tipo jaula de ardilla. El objetivo principal del control es lograr el seguimiento de una referencia de velocidad y mantenerla a pesar de la presencia de disturbios.

El trabajo se divide en cuatro partes: Se inicia con la modelación matemática del motor de inducción y de las transformaciones necesarias para poder implementar el control. Luego se describe el control indirecto de campo orientado. Más adelante se hace uso de MATLAB y Simulink para realizar las simulaciones del modelo matemático y del algoritmo de control. Finalmente se describe la implementación experimental del control IFOC, se presentan los componentes utilizados y se muestran los resultados obtenidos.

Al finalizar este proyecto se concluye que la implementación fue realizada con éxito, se cuenta con un módulo para el control de motores trifásicos de inducción por el método de control vectorial IFOC, y se establece un punto de inicio para el estudio e implementación de diferentes metodologías de control avanzado para motores eléctricos en el Laboratorio de Sistemas Automáticos de Control de la Universidad de Piura.

Índice

Introducción	1
Capítulo 1 – Modelación matemática del motor trifásico de inducción.....	3
1.1. Transformación de sistemas de coordenadas.....	3
1.1.1. Transformación de Clark	3
1.1.2. Transformación de Park	6
1.2. Modelo matemático del motor AC	8
1.2.1. Modelo matemático en marco de referencia arbitrario	8
Capítulo 2 – Control indirecto de campo orientado (IFOC)	15
2.1. Introducción al control vectorial	15
2.2. Principios del control vectorial de motores AC.....	16
2.3. Algoritmo del control vectorial	18
2.4. Métodos del control vectorial.....	18
2.4.1. Control DFOC.....	19
2.4.2. Control IFOC	20
2.4.3. Control vectorial <i>sensorless</i>	20
2.4.4. Control DTC	21
2.5. Control indirecto de campo orientado (IFOC).....	22
2.6. Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM).....	26
Capítulo 3 – Simulaciones del modelo matemático y control	39
3.1. Introducción	39
3.2. Simulación del modelo matemático	40
3.2.1. Parámetros del motor	40
3.2.2. Simulación del modelo obtenido	40
3.2.3. Parámetros del motor FESTO	48

3.2.4.	Simulación de motor FESTO	48
3.3.	Simulación de modelo en campo orientado	50
3.3.1.	Modelo en campo orientado.....	51
3.3.2.	Simulaciones.....	52
3.4.	Simulación de control IFOC	54
3.4.1.	Descripción de bloques en Simulink.....	54
3.4.2.	Simulación de control de velocidad	57
Capítulo 4 –	Implementación experimental y resultados	61
4.1.	Introducción	61
4.2.	Banco de pruebas.....	62
4.3.	Motor de inducción	62
4.4.	Driver (inversor)	63
4.5.	Plataforma dSPACE.....	64
4.5.1.	Arquitectura del sistema	64
4.5.2.	Software ControlDesk.....	64
4.5.3.	Tarjeta DS1104	64
4.6.	Sensores de corriente.....	65
4.7.	Sensor de velocidad.....	66
4.8.	Validación del modelo matemático	66
4.9.	Implementación del sistema de control.....	67
4.9.1.	Control de velocidad	68
4.9.2.	Aplicación de disturbios	73
Conclusiones y	recomendaciones	77
Bibliografía.....		79
Anexos		81
Anexo A –	Especificaciones eléctricas del driver ACPM750 de TECHNOSOFT	83
Anexo B –	Hoja de datos del circuito integrado ACS712 del sensor de corriente	85
Anexo C –	Hoja de datos del <i>encoder</i> HE40B	90

Introducción

En los últimos años se han realizados diversos estudios en relación a las mejoras en las metodologías de control para los motores de inducción, y debido a los grandes progresos conseguidos en la electrónica de potencia y en los micro controladores, se han podido implementar metodologías avanzadas de control, desarrolladas hace años atrás, para este tipo de motores eléctricos.

Los motores trifásicos de inducción son máquinas eléctricas con un principio de funcionamiento complejo, lo que se refleja en la complejidad de las ecuaciones matemáticas que lo describen, y esto conlleva a una dificultad para aplicar metodologías de control [1, 2, 3]. Pese a la complejidad mencionada, no cabe duda que actualmente los motores de inducción son los preferidos en la industria por las diferentes prestaciones y facilidades que ofrecen [1].

El propósito de este trabajo es lograr la implementación de una técnica de control avanzada, como lo es el control vectorial para motores de inducción. En específico, la metodología es el control indirecto de campo orientado (IFOC por sus siglas en inglés: *Indirect Field Oriented Control*). La principal característica del control vectorial es que permite controlar directamente la corriente del estator según los requerimientos deseados, logrando mejorar su eficiencia [4].

Esta tesis está organizada en cuatro capítulos. En el primero se hace la modelación matemática del motor trifásico de inducción, se desarrollan las transformaciones de Clark y de Park, necesarias para lograr simplificar el análisis del motor, y se desarrollan las ecuaciones que describen al motor. En segundo capítulo se desarrolla el control IFOC, se describen los principios básicos y el algoritmo de esta metodología, así como la modulación por ancho de pulsos en el espacio vectorial (*Space Vector Pulse Width Modulation*), necesaria para el control del inversor que alimenta al motor. Luego, en el tercer capítulo se hace uso de MATLAB y Simulink para presentar las simulaciones realizadas del modelamiento matemático y del control de velocidad. Finalmente, en el capítulo cuatro, se describen los equipos utilizados y se realiza la implementación experimental haciendo uso de la plataforma dSPACE para realizar las simulaciones y la medición de parámetros en tiempo real.

La implementación del controlador se realizó con éxito, se verificó el seguimiento de una referencia de velocidad y también el control ante la presencia de disturbios. Este trabajo establece un precedente para el estudio y desarrollo de metodologías avanzadas para el control de motores trifásicos de inducción en el Laboratorio de Sistemas Automáticos de Control de la Universidad de Piura.

Capítulo 1

Modelación matemática del motor trifásico de inducción

1.1. Transformación de sistemas de coordenadas

Como ya es sabido, la modelación matemática de los motores de inducción suele cierto nivel de complejidad si es que se realiza el modelamiento basándose en las tres fases (o también podrían denominarse como ejes) con los que cuenta esta máquina trifásica. Las ecuaciones que definen los comportamientos de las tensiones, corrientes, velocidad y torque del motor están en función del tiempo, y son ecuaciones diferenciales que aumentan la complejidad según el tipo de aproximación que se desee obtener del comportamiento dinámico del motor. Es por este motivo que se suele realizar un cambio de variables eliminando la dependencia del tiempo y así lograr reducir la complejidad del sistema de ecuaciones [3, 5, 6].

El cambio de variables se realiza pasando a través de dos transformaciones, la transformación de Clark y la transformación de Park. Este cambio básicamente consiste en referenciar las variables de un sistema trifásico (en este caso tanto del estator como del rotor) a un mismo sistema, denominado “marco de referencia arbitrario”, compuesto por dos ejes ortogonales (o ejes en cuadratura) que giran a una velocidad arbitraria (que luego se define para establecer un marco de referencia) y en un determinado sentido de giro, permitiendo disminuir la complejidad del sistema de ecuaciones [7].

1.1.1. Transformación de Clark

Esta primera transformación consiste en pasar de un sistema de referencia trifásico (sistema ABC) en movimiento a otro sistema de dos fases estático (sistema $\alpha\beta$).

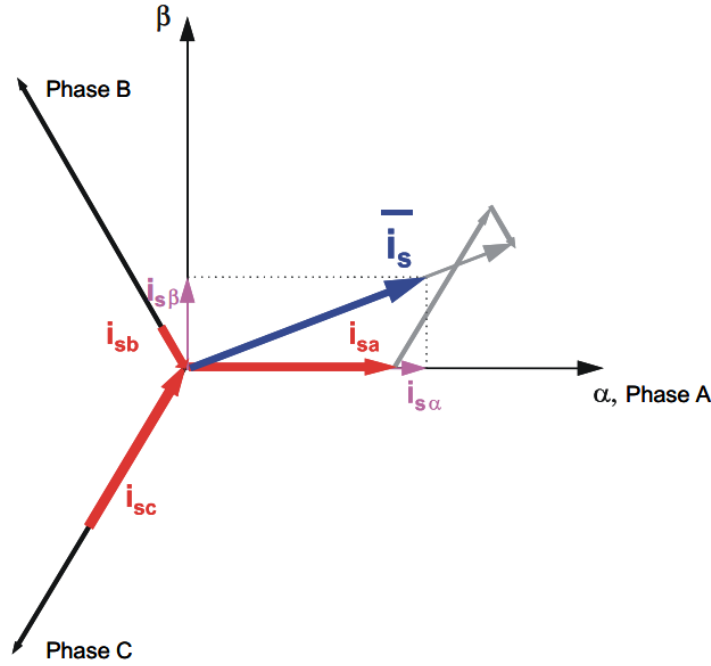


Figura 1. Representación del espacio vectorial (\bar{i}_s) formado por las corrientes del estator en el sistema ABC y su proyección en el sistema $\alpha\beta$.

Fuente: Lepka, J., Stekl, P. (2005), [8].

Escrita en forma matricial y representando las corrientes en el estator, la transformación se expresa de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - 2 \left(\frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ \cos \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - 2 \left(\frac{2\pi}{3} \right) \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (1)$$

La constante presente en el sistema de ecuaciones anterior es definida de manera arbitraria. En este caso el valor seleccionado ha sido $2/3$ debido a que este valor asegura que las magnitudes de las corrientes sean mantenidas constantes al realizar la transformación [9].

El ángulo θ corresponde al formado por los ejes A y α , debido a que los ejes se seleccionan de tal manera que ambos ejes tengan la misma dirección [8], el ángulo θ se hace nulo y la ecuación (1) pasa a ser:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Al aplicar esta transformación a un sistema de tensión trifásico, se obtiene:

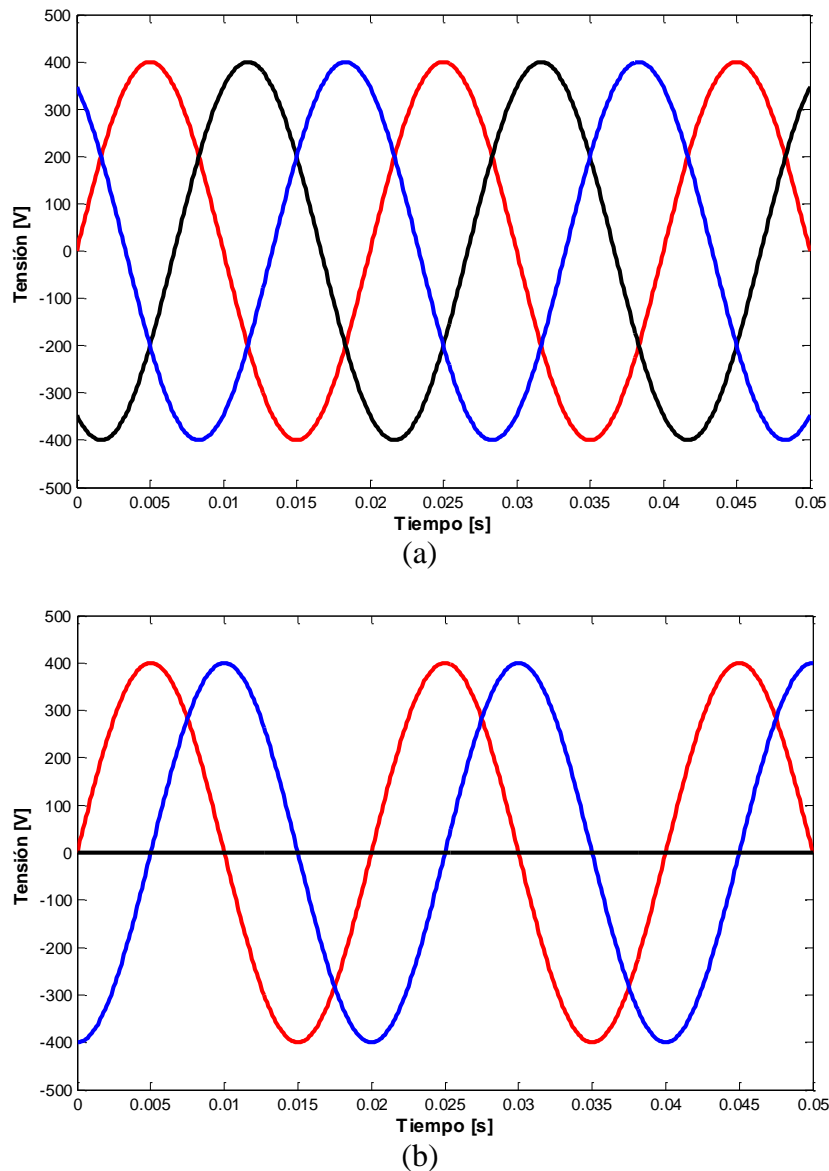


Figura 2. (a) Sistema trifásico. (b) Sistema bifásico resultante al aplicar la transformación de Clark.

Fuente: Elaboración propia.

El algoritmo de control IFOC que se implementará también requiere de la transformación inversa de Clark, es decir, pasar de un sistema bifásico estático a un sistema trifásico. Teniendo en cuenta las mismas consideraciones tomadas anteriormente, la transformada inversa de Clark se escribe de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

1.1.2. Transformación de Park

La transformación de Park puede definirse como una rotación de vectores [1, 10], en la que el sistema bifásico estático ($\alpha\beta$) se rota un ángulo θ para pasar a un sistema bifásico giratorio (dq).

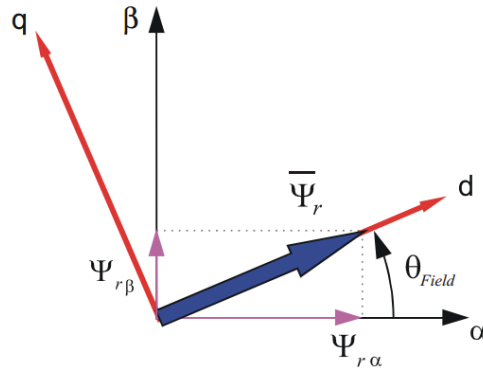


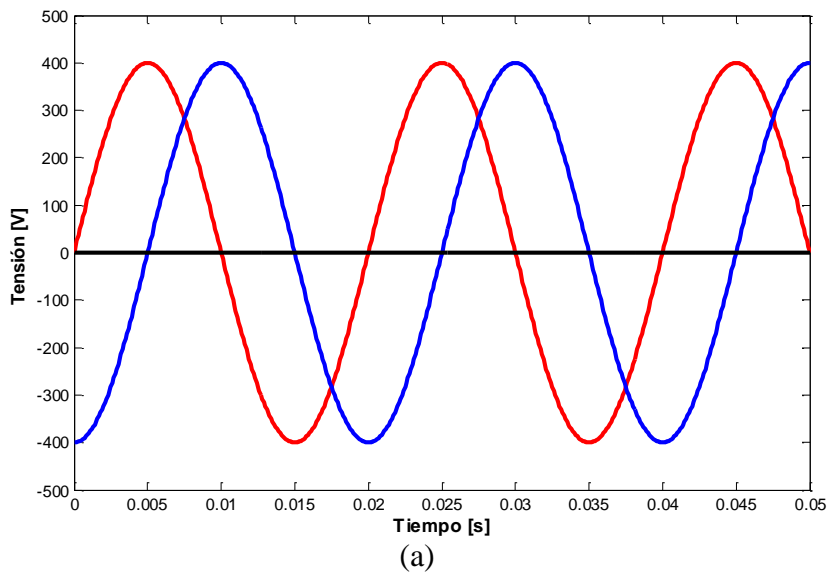
Figura 3. Representación de la transformación de Park.

Fuente: Lepka, J., Stekl, P., (2005), [8].

Escrita en forma matricial, la transformación se expresa de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

En el nuevo sistema de referencia formado por los ejes d y q , la componente i_d es denominada “componente de eje directo” y la componente i_q , “componente de eje de cuadratura” [8]. Debido a que el eje d se le ha asignado la misma dirección que el flujo magnético del rotor ($\bar{\psi}_r$), la componente i_d será la responsable de la generación de flujo, y la componente i_q , de la generación de torque.



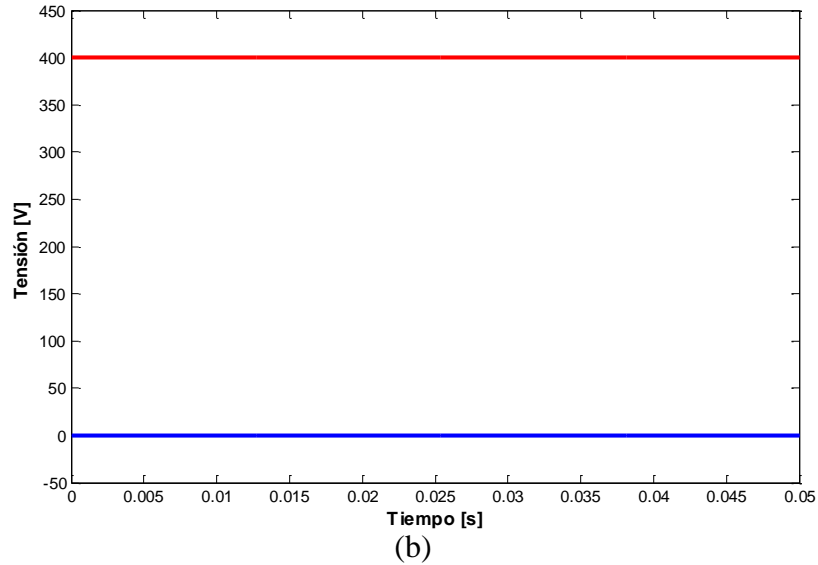


Figura 4. Sistema bifásico estático (a). Sistema bifásico resultante al aplicar la transformación de Park (b).
Fuente: Elaboración propia.

En algunas ocasiones la transformada de Park es descrita como la combinación de las transformaciones de Clark y de Park presentadas anteriormente [1]. La ventaja de realizar la transformación en dos etapas radica en una mejora respecto al cálculo requerido: Al combinar ambas transformaciones se deberán realizar seis cálculos trigonométricos, como se puede ver en (5), mientras que al no combinarlas solo se necesitarán dos cálculos de este tipo.

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (5)$$

De la misma manera que en el caso anterior, el algoritmo de control IFOC también requiere de la transformación inversa de Park, que se escribe de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

Finalmente, ambas transformaciones (de Clark y de Park) son utilizadas para representar las variables sinusoidales de un sistema trifásico balanceado a unas equivalentes en un sistema bifásico estático, para luego realizar una rotación de vectores y lograr obtener valores constantes, facilitando la solución del sistema de ecuaciones no lineales propias del modelo de un motor de inducción.

1.2. Modelo matemático del motor AC

Para llevar a cabo el modelamiento del motor de inducción se suelen hacer una serie de suposiciones y simplificaciones [1, 6, 11] con la finalidad de aliviar en cierta parte la complejidad del sistema, ya que el principio básico de funcionamiento del motor AC se basa en un acoplamiento magnético entre el estator y el rotor.

Se asumirán las siguientes suposiciones:

- El estator y el rotor se consideran totalmente lisos (entrehierro constante).
- Las fases del motor trifásico son simétricas.
- Los devanados por fase están distribuidos senoidalmente.
- El comportamiento magnético es lineal, prescindiendo de la saturación del hierro.
- Las pérdidas por histéresis y por corrientes parásitas en el material magnético son despreciadas.
- Las resistencias de los bobinados y las reactancias se consideran constantes, no varían con la temperatura.

Antes de empezar el modelamiento, cabe resaltar que las ecuaciones que se muestran a continuación están referidas a un marco de referencia que gira a una velocidad arbitraria ω , que puede asumir tres valores diferentes según el sistema al que esté referenciado. Las variables del nuevo sistema son distinguidas por los índices d , q y 0 representando los ejes directo, de cuadratura y de secuencia cero (o también denominada homopolar), respectivamente. Cabe resaltar que al considerar un sistema equilibrado, las variables homopolares pueden ser omitidas.

1.2.1. Modelo matemático en marco de referencia arbitrario

Para el modelamiento matemático se está considerando el circuito equivalente por fase para el motor trifásico de inducción mostrado en la Figura 5.

Donde:

- v_{qs} : Tensión aplicada al estator en el eje q [V].
- i_{qs} : Corriente aplicada al estator en el eje q [A].
- v_{ds} : Tensión aplicada al estator en el eje d [V].
- i_{ds} : Corriente aplicada al estator en el eje d [A].
- r_s : Resistencia del estator [Ohm].
- ω : Velocidad arbitraria [rad/s].
- $\lambda_{ds} = \psi_{ds}$: Flujo magnético en el estator en el eje d [Wb].
- v_{ds} : Tensión aplicada al estator en el eje d [V].
- L_{ls} : Inductancia de dispersión del estator [H].
- L_m : Inductancia de magnetización [H].
- L_{lr}' : Inductancia de dispersión del rotor referida al estator [H].
- ω_r : Velocidad de giro del rotor [rad/s].

- $\lambda_{dr}' = \psi_{dr}'$: Flujo magnético en el rotor en el eje d referido al estator [Wb].
- r_r' : Resistencia del rotor referida al estator [Ohm].
- i_{qr}' : Corriente aplicada al rotor en el eje q referida al estator [A].
- v_{qr}' : Tensión aplicada al rotor en el eje q referida al estator [V].
- i_{dr}' : Corriente aplicada al rotor en el eje d referida al estator [A].
- v_{dr}' : Tensión aplicada al rotor en el eje d referida al estator [V].

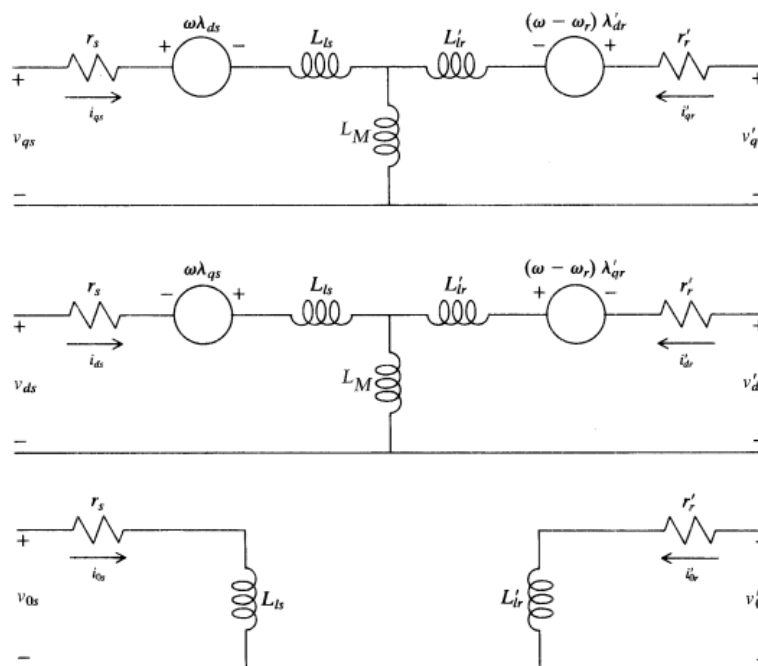


Figura 5. Circuitos equivalentes por fase del motor de inducción en el sistema de referencia arbitrario.

Fuente: Krause, P.C., Wasynczuk, O. & Sudhoff, S.D., (2002), [9].

El parámetro correspondiente a la velocidad arbitraria, puede tomar diferentes valores según las características que se deseen obtener del modelo matemático del motor de inducción. Los casos más comunes son tres [6, 9] y se presentan en la siguiente tabla:

Tabla 1. Parámetros del motor AC.

Velocidad de giro del sistema de referencia	Descripción
ω_r	El sistema de coordenadas de referencia se encuentra fijo al rotor, por lo tanto gira a la velocidad de giro del rotor.
0	El sistema de coordenadas de referencia se encuentra fijo al estator, por lo tanto su velocidad de giro es cero.
ω_e	El sistema de coordenadas de referencia gira a la velocidad de sincronismo del motor.

Fuente: Elaboración propia.

Considerando que la velocidad de rotación del nuevo sistema de referencia coincide con una velocidad arbitraria ω , las ecuaciones de las tensiones del motor de inducción son:

$$V_{dq0s} = R_s I_{dq0s} + \omega \psi_{qd0s} + \frac{d\psi_{dq0s}}{dt} \quad (7)$$

$$V_{dq0r'} = R_r' I_{dq0r'} + (\omega - \omega_r) \psi_{qd0r'} + \frac{d\psi_{dq0r'}}{dt} \quad (8)$$

Donde:

$$x_{dq0s} = [x_{ds} \quad x_{qs} \quad x_{0s}]^T \quad (9)$$

$$x_{dq0r'} = [x_{dr'} \quad x_{qr'} \quad x_{0r'}]^T \quad (10)$$

$$\psi_{qd0s} = [-\psi_{qs} \quad \psi_{ds} \quad 0]^T \quad (11)$$

$$\psi_{qd0r'} = [-\psi_{qr'} \quad \psi_{dr'} \quad 0]^T \quad (12)$$

$$R_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$R_r' = \begin{bmatrix} r_r' & 0 & 0 \\ 0 & r_r' & 0 \\ 0 & 0 & r_r' \end{bmatrix} \quad (14)$$

Además:

$$x_{dq0r'} = \frac{N_s}{N_r} x_{dq0s} \quad (15)$$

$$r_r' = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 r_r, \quad L_{lr'} = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 L_{lr} \quad (16)$$

Siendo N_s el número de espiras del estator y N_r el número de espiras del rotor.

Extendiendo las ecuaciones (7) y (8) y omitiendo las componentes homopolares se tiene:

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega \psi_{qs} + p \psi_{ds} \quad (17)$$

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega \psi_{ds} + p \psi_{qs} \quad (18)$$

$$v_{dr'} = r_r' i_{dr'} - (\omega - \omega_r) \psi_{qr'} + p \psi_{dr'} \quad (19)$$

$$v_{qr'} = r_r' i_{qr'} + (\omega - \omega_r) \psi_{dr'} + p \psi_{qr'} \quad (20)$$

Además se tiene que:

$$\psi_{ds} = L_{ls}i_{ds} + L_m(i_{ds} + i_{dr}') \quad (21)$$

$$\psi_{qs} = L_{ls}i_{qs} + L_m(i_{qs} + i_{qr}') \quad (22)$$

$$\psi_{dr}' = L_{lr}'i_{dr}' + L_m(i_{ds} + i_{dr}') \quad (23)$$

$$\psi_{qr}' = L_{lr}'i_{qr}' + L_m(i_{qs} + i_{qr}') \quad (24)$$

Para el caso de las inductancias se tienen las siguientes relaciones:

$$L_{ls} = L_s - L_m \quad (25)$$

$$L_{lr}' = L_r' - L_m \quad (26)$$

Reemplazando (25) y (26) en (21) a (24):

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}' \quad (27)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}' \quad (28)$$

$$\psi_{dr}' = L_r' i_{dr}' + L_m i_{ds} \quad (29)$$

$$\psi_{qr}' = L_r' i_{qr}' + L_m i_{qs} \quad (30)$$

Y despejando de (21) a (24), se obtienen las ecuaciones de las corrientes:

$$i_{ds} = \frac{\psi_{ds} - \frac{L_m}{L_r'} \psi_{dr}'}{L_s - \frac{L_m^2}{L_r'}} \quad (31)$$

$$i_{qs} = \frac{\psi_{qs} - \frac{L_m}{L_r'} \psi_{qr}'}{L_s - \frac{L_m^2}{L_r'}} \quad (32)$$

$$i_{dr}' = \frac{\psi_{dr}' - \frac{L_m}{L_s} \psi_{ds}}{L_r' - \frac{L_m^2}{L_s}} \quad (33)$$

$$i_{qr}' = \frac{\psi_{qr}' - \frac{L_m}{L_s} \psi_{qs}}{L_r' - \frac{L_m^2}{L_s}} \quad (34)$$

Por último, reemplazando (31) y (32) en (17) a (20), se llega a:

$$\frac{d\psi_{ds}}{dt} = v_{ds} - \frac{r_s}{\sigma L_s} \psi_{ds} + \omega \psi_{qs} + \frac{1 - \sigma}{\sigma} \frac{r_s}{L_m} \psi_{dr}' \quad (35)$$

$$\frac{d\psi_{qs}}{dt} = v_{qs} - \frac{r_s}{\sigma L_s} \psi_{qs} - \omega \psi_{ds} + \frac{1 - \sigma}{\sigma} \frac{r_s}{L_m} \psi_{qr}' \quad (36)$$

$$\frac{d\psi_{dr}'}{dt} = v_{dr}' - \frac{r_r'}{\sigma L_r'} \psi_{dr}' + (\omega - \omega_r) \psi_{qr}' + \frac{1 - \sigma}{\sigma} \frac{r_r'}{L_m} \psi_{ds} \quad (37)$$

$$\frac{d\psi_{qr}'}{dt} = v_{qr}' - \frac{r_r'}{\sigma L_r'} \psi_{qr}' - (\omega - \omega_r) \psi_{dr}' + \frac{1 - \sigma}{\sigma} \frac{r_r'}{L_m} \psi_{qs} \quad (38)$$

Que son las ecuaciones que determinan el comportamiento de los flujos magnéticos tanto del estator como del rotor, donde:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r'} \quad (39)$$

La velocidad eléctrica del rotor ω_r , está dada por:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{P}{2J} (T_e - T_{load}) \quad (40)$$

Y la velocidad mecánica del rotor, por:

$$\omega_{mec} = \frac{2}{p} \omega_r \quad (41)$$

Finamente, el torque proporcionado T_e está dado por:

$$T_e = \frac{3P}{2} L_m (i_{qs} i_{dr}' - i_{ds} i_{qr}') \quad (42)$$

Que reemplazando las corrientes de (27) a (30), se llega a:

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \left(\frac{1 - \sigma}{\sigma}\right) \left(\frac{1}{L_m}\right) (\psi_{dr}' \psi_{qs} - \psi_{qr}' \psi_{ds}) \quad (43)$$

Nomenclatura:

- V_{dq0s} : Vector de tensiones en el marco $dq0$ del estator.
- R_s : Matriz de resistencias del estator.
- I_{dq0s} : Vector de corrientes en el marco $dq0$ del estator.
- ω : Velocidad arbitraria [rad/s].
- ψ_{dq0s} : Vector de flujos de acoplamiento del estator.
- V_{dq0r}' : Vector de tensiones en el marco $dq0$ del rotor referidas al estator.

- R_r' : Matriz de resistencias del rotor referidas al estator.
- ω_r : Velocidad angular eléctrica del rotor [rad/s].
- ω_{mec} : Velocidad angular mecánica del rotor [rad/s].
- ψ_{dq0r}' : Vector de flujos de acoplamiento del rotor referidos al estator.
- i_{ds} : Corriente en el estator en el eje d [A].
- i_{qs} : Corriente en el estator en el eje q [A].
- i_{dr}' : Corriente en el rotor en el eje directo referida al estator [A].
- i_{qr}' : Corriente en el rotor en el eje de cuadratura referida al estator [A].
- ψ_{ds} : Flujo magnético en el estator en el eje d [Wb].
- ψ_{qs} : Flujo magnético en el estator en el eje q [Wb].
- ψ_{dr}' : Flujo magnético en el rotor en el eje d referido al estator [Wb].
- ψ_{qr}' : Flujo magnético en el rotor en el eje q referido al estator [Wb].
- v_{ds} : Tensión en el estator en el eje d [V].
- v_{qs} : Tensión en el estator en el eje q [V].
- v_{dr}' : Tensión en el rotor en el eje d referida al estator [V].
- v_{qr}' : Tensión en el rotor en el eje q referida al estator [V].
- σ : Coeficiente de dispersión
- P : Número de polos.
- J : Momento de inercia del rotor [Kg.m²].
- B : Coeficiente de amortiguación del motor [Kg.m²/s].
- T_e : Torque electromotriz [Nm].
- T_{load} : Torque de la carga [Nm].

Capítulo 2

Control indirecto de campo orientado *Indirect Field Oriented Control (IFOC)*

2.1. Introducción al control vectorial

Actualmente se cuenta con diferentes metodologías para lograr el control de los motores de inducción, en la Figura 6 se muestra una clasificación general de los métodos de control disponibles.

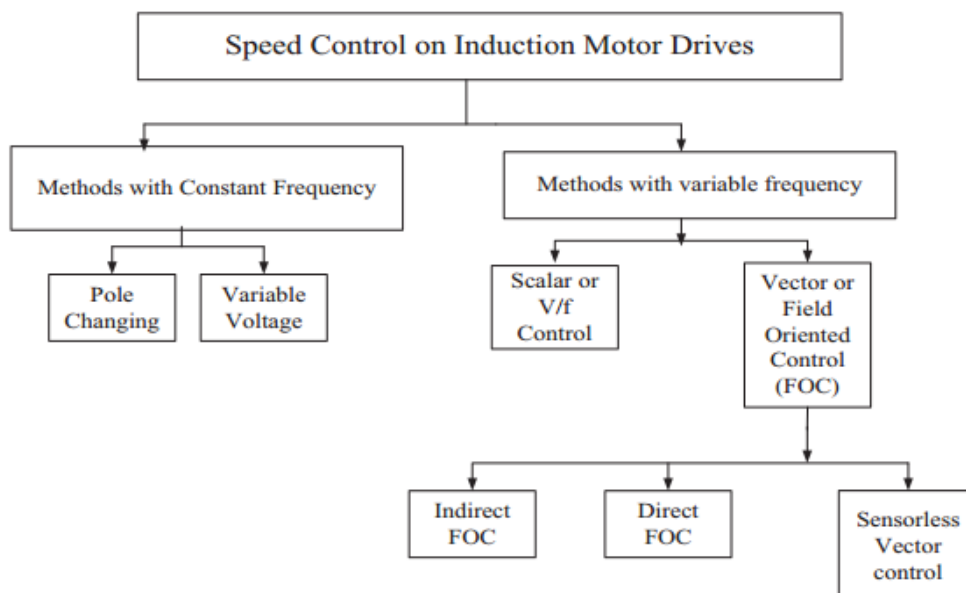


Figura 6. Clasificación general de los métodos de control de motores de inducción.

Fuente: Arun, D., Chelliah, T.R., (2014), [12].

Haciendo una comparación con el control de un motor de corriente continua, éste se logra controlar al tener la posibilidad de manipular independientemente el flujo magnético (a través de la corriente de campo) y el torque (a través de la corriente de armadura). Esto es posible debido al principio de funcionamiento y a las características de construcción de este tipo de motor, pero en el caso del motor de inducción no se tiene esta posibilidad ya que el flujo y el torque no pueden ser considerados como parámetros independientes, ya que se encuentran acoplados magnéticamente.

La principal característica del control vectorial, o control de campo orientado (*Field Oriented Control*), es que permite lograr el desacoplamiento del flujo magnético y del torque producido por las corrientes aplicadas en el estator, controlando el motor de inducción como un motor de corriente continua [1, 2, 8, 13, 14, 15, 16].

El cálculo del flujo magnético del rotor y las transformaciones necesarias para realizar el control vectorial requieren de una alta capacidad de procesamiento, cuando F. Blaschke propuso esta metodología por primera vez a inicios de la década de 1970 [1, 4, 12, 16], solo se contaba con tecnología analógica que hacía imposible que pueda ser implementada. Con el paso del tiempo los avances en la electrónica de potencia, en las teorías de control y en los microprocesadores han hecho posible su implementación [1, 8, 17, 18]. Actualmente esta técnica se apoya en los procesadores digitales de señales (*Digital Signal Processors*) [4, 8, 17, 18], que cuentan con la capacidad de procesamiento necesaria.

Además de las antes mencionadas, el control vectorial o de campo orientado permite tener las siguientes ventajas [1, 19]:

- Total disponibilidad del torque del motor a bajas velocidades.
- Mejor comportamiento dinámico.
- Mayor eficiencia en diferentes puntos de operación y en un mayor rango de velocidad.
- Funcionamiento en cuatro cuadrantes (giro positivo – torque positivo, giro positivo – torque negativo, giro negativo – torque positivo, y giro negativo – torque negativo).

En este capítulo tratará de los fundamentos del control vectorial y de los diferentes esquemas de implementación, profundizando en el control indirecto de campo orientado (*Indirect Field Oriented Control*), que es el que finalmente será implementado.

2.2. Principios del control vectorial de motores AC

En el control vectorial, el flujo magnético del rotor, representado como un vector, se alinea con el marco de referencia que se encuentra rotando a la velocidad de sincronismo del motor, esto con la finalidad de obtener la ortogonalidad entre los vectores de flujo y de corriente y así conseguir el máximo torque disponible, en la Figura 7 se muestran los ejes de coordenadas α y β que representan el marco de referencia estacionario, y los ejes de coordenadas d y q , que representan el marco de referencia rotativo. El ángulo θ es el formado por los ejes de coordenadas antes mencionados [12].

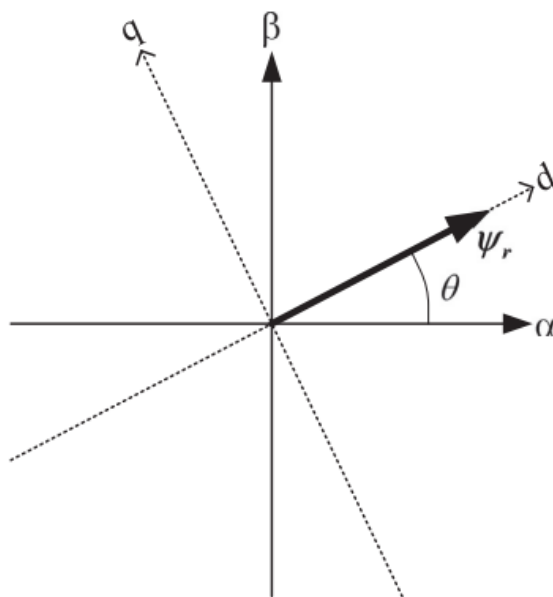


Figura 7. Ejes de coordenadas $\alpha\beta$ y dq .
Fuente: Arun, D., Chelliah, T.R., (2014), [12].

El principio señalado anteriormente es en el que basa el control vectorial y fue desarrollado en Alemania entre finales de la década de 1960 y principios de 1970 [1, 4, 12]. Se presentaron dos métodos, por un lado F. Blaschke utilizó sensores de efecto Hall para realizar la medición del flujo magnético del motor, obteniendo información necesaria para realizar el control como son la magnitud del flujo así como su orientación, este método es el denominado *Direct Field Oriented Control* (DFOC) o control directo de campo orientado. Por otro lado, K. Hasse se basa en el cálculo del deslizamiento de la máquina haciendo mediciones (por medio de sensores de posición o de velocidad) o estimaciones (en base al modelo matemático del motor) de la velocidad del rotor para lograr la orientación del campo, siendo este método denominado como *Indirect Field Oriented Control* (IFOC) o control indirecto de campo orientado.

El objetivo del control FOC es lograr controlar separadamente el torque y el flujo producidos por el motor, en forma de vectores. Para lograr esto se hace una analogía con el funcionamiento del motor de corriente continua [1, 4, 20], en el que la fuerza del campo de excitación determina el valor del flujo y la corriente que circula por el estator determina el torque que es producido [2, 7, 14, 17, 20].

Para lograr el control individual del torque y del flujo, se necesitan de una serie de transformaciones (presentadas en el capítulo anterior) que permiten pasar de un sistema trifásico y dependiente del tiempo a un sistema bifásico (de coordenadas d y q) e independiente del tiempo. Entonces, debido a que el control vectorial se basa en proyecciones simples [4], la estructura del control maneja valores instantáneos de parámetros eléctricos, esto hace que el control sea preciso en cualquier estado de operación (dinámico o estático).

En general, el control vectorial necesita de dos valores de entrada [14, 21]: La referencia de torque (que se encuentra alineado con la coordenada q) y la referencia de flujo (que se encuentra alineada con la coordenada d). Este trabajo se ha orientado al control de velocidad, por lo que los parámetros de referencia serán la velocidad y el flujo.

2.3. Algoritmo del control vectorial

El control vectorial se basa en dos ideas fundamentales [1]. La primera es sobre la corriente que produce el flujo y el torque. El motor de inducción puede ser modelado más fácilmente (y controlado también más fácilmente) utilizando dos corrientes en cuadratura en lugar del típico modelo a base de corrientes trifásicas. Estas dos corrientes llamadas directa y de cuadratura serían las responsables de la generación del flujo y del torque, respectivamente, en el motor [21]. Por definición, la corriente en cuadratura se encuentra en fase con el flujo del estator, y la directa se encuentra en una dirección perpendicular a la anterior. Debido a que la alimentación del motor se da en el sistema trifásico, es necesario cambiar de este marco de referencia a otro bifásico. De aquí la segunda base del control vectorial.

La segunda idea fundamental es respecto a los marcos de referencia. La idea de cambiar el marco de referencia es transformar una cantidad que se desarrolla en el tiempo de manera sinusoidal a un valor constante en otro marco de referencia que se encuentre rotando a la misma frecuencia que la señal inicial. Una vez que la cantidad sinusoidal se haya transformado a un valor constante a través de una adecuada selección del marco de referencia, es posible realizar el control de dicho valor utilizando los controladores PI tradicionales.

Considerando las ideas anteriores, en la Figura 8 se muestra la estructura básica del control vectorial para motores de inducción. El procedimiento para llevarlo a cabo se logra desarrollando los siguientes pasos [8]:

- Primero se realiza la medición de las corrientes (o tensiones) aplicadas al motor.
- Se aplica la transformación de Clark para pasar al sistema bifásico $\alpha\beta$.
- Una vez en el nuevo sistema de referencia, se calcula la magnitud y la dirección del vector de flujo.
- Luego se aplica la transformación de Park a las corrientes medidas del estator.
- En el nuevo sistema $d-q$ se realiza el control del torque (correspondiente a la corriente en q) y del flujo (correspondiente a la corriente en d), separadamente.
- Se calcula la tensión del estator en la forma de vector de espacio.
- Para regresar al sistema bifásico $\alpha\beta$, se aplica la transformación inversa de Park.
- Aplicando la teoría del SVPWM se genera la señal PWM que el inversor utilizará para generar la tensión trifásica que alimentará al motor.

2.4. Métodos del control vectorial

Dentro del control vectorial se pueden diferenciar dos métodos que se pueden lograr dependiendo de la forma en que se determine la orientación del flujo magnético del rotor: Directo e indirecto. En ambos métodos es necesario contar con un sensor de posición y de velocidad del rotor, pero es posible prescindir de él aplicando la técnica denominada *sensorless*. El control IFOC será detallado en el apartado 2.5.

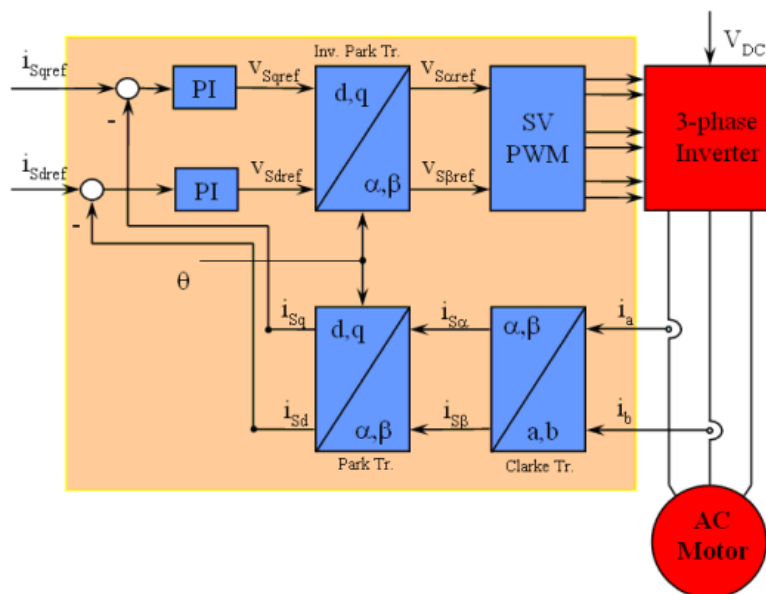


Figura 8. Diagrama de bloques general para el control de campo orientado.
Fuente: Akin, B., Bhardwaj, M., (2013), [25].

2.4.1. Control DFOC

El control directo de campo orientado, como se mencionó anteriormente fue presentado por Blaschke. La metodología se basa esencialmente en realizar una medición directa del flujo magnético del rotor, esto se logra colocando sensores (Blaschke utilizó sensores de efecto Hall) en el entrehierro del motor [1, 4, 14, 19]. Cabe notar que la colocación de los sensores implica una modificación en el estator de la máquina, haciendo que los costos de implementación de este tipo de control aumenten, y más importante, al modificar su estructura se atenta contra la robustez de la máquina [9].

En la Figura 9 se muestra el diagrama de bloques del control directo de campo orientado.

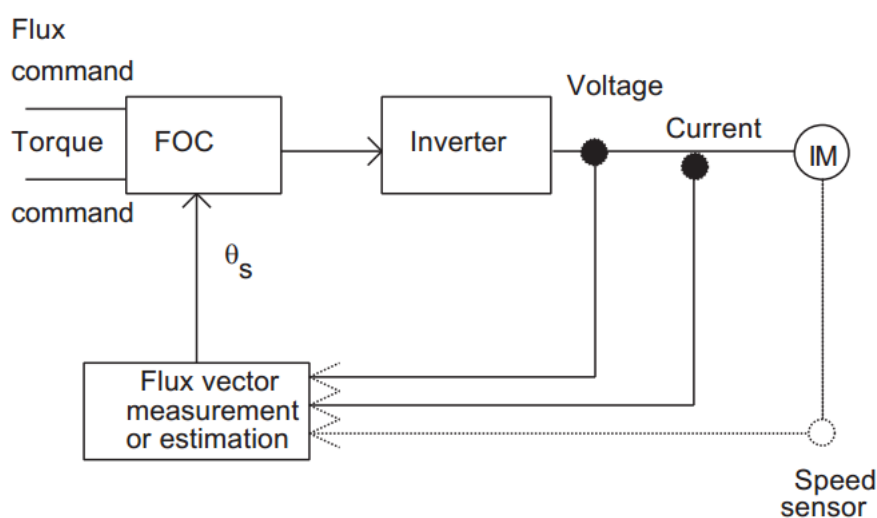


Figura 9. Esquema general del control DFOC.
Fuente: Popescu, M., (2000), [1].

2.4.2. Control IFOC

El control indirecto de campo orientado fue desarrollado por Hasse. A comparación del DFOC, en el control IFOC no se requieren sensores o modificaciones en el motor, ya que el flujo del rotor es estimado en base al modelo matemático y también en base a las mediciones de las corrientes del motor [1, 4, 14, 19]. Industrialmente este es el método de control FOC preferido debido al menor costo que implica respecto al DFOC [15].

En la Figura 10 se muestra el diagrama de bloques del control indirecto de campo orientado.

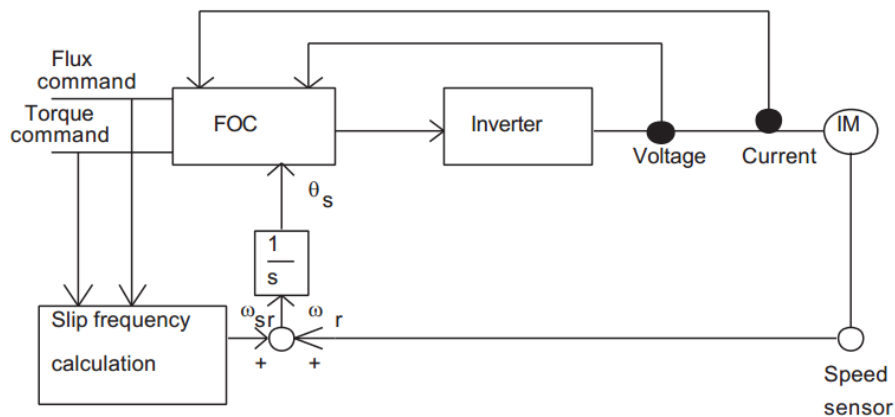


Figura 10. Esquema general del control IFOC.

Fuente: Popescu, M., (2000), [1].

Esta es la metodología que se implementó, y se desarrolla a más detalle en el apartado 2.6.

2.4.3. Control vectorial *sensorless*

El control vectorial *sensorless* se refiere a la ausencia de un sensor de posición o de velocidad en el eje del motor, las mediciones de las corrientes o las tensiones siguen siendo necesarias. Al eliminar el sensor mencionado, la posición o la velocidad del rotor se estima, al igual que en el caso anterior, en base al modelo matemático y a las corrientes y tensiones medidas.

Si bien esta metodología presenta la ventaja de eliminar un sensor, y por tanto reducir los costos de implementación, tiene la desventaja de ser bastante sensible a las estimaciones realizadas, por lo que es necesario contar con una buena modelación del motor, así como también es necesario contar con sensores de corriente y de tensión lo más precisos posibles. También es posible mejorar la respuesta del controlador, seleccionando estructuras de control y técnicas de identificación de parámetros adecuadas [22].

2.4.4. Control DTC

El control DTC o *Direct Torque Control*, tal como su nombre hace referencia, es un método que busca controlar directamente el torque de la máquina. Los parámetros del control son dos: la velocidad y el torque [2, 13].

Esta metodología fue desarrollada por Blaschke y Depenbrock entre los años 1971 y 1985 [1], y se basa en un esquema de conmutación que selecciona un vector de un conjunto de vectores de tensión según una tabla predeterminada [13].

En la Figura 11 se muestra el diagrama de bloques del control DTC.

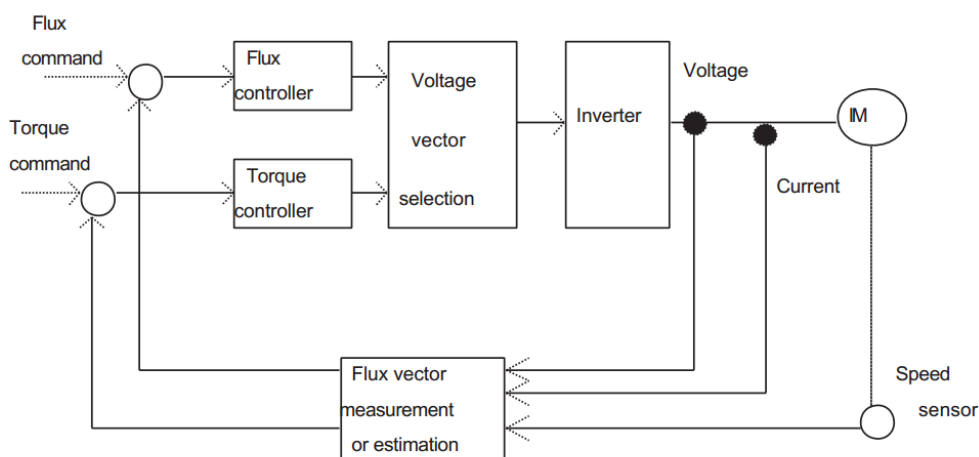


Figura 11. Estructura básica del control DTC.

Fuente: Popescu, M., (2000), [1].

Se puede notar que en esta metodología no existe una realimentación directa de los parámetros de control [1], sino que tanto el torque como el flujo magnético son estimados a partir de las mediciones de corrientes y tensiones con que se alimenta el motor. También se puede prescindir o no de un sensor de velocidad, con lo que también se tendrían que realizar estimaciones de la velocidad del rotor.

La principal ventaja que presenta el control DTC es que proporciona un buen comportamiento dinámico del torque [1, 2]. En contraste con lo anterior, una de las desventajas que presenta es que, como se mencionó anteriormente, se basa en un esquema de conmutación, es decir, el control opera cambiando entre una cantidad de valores fijos según los resultados del algoritmo de control. Otra desventaja es que el rizado que presenta el torque es alto, que puede ser un factor determinante en la selección de esta metodología según la aplicación en que se desee aplicar.

2.5. Control indirecto de campo orientado (IFOC)

El esquema que se seguirá en este trabajo para realizar la implementación del control IFOC es el que se muestra en la Figura 12:

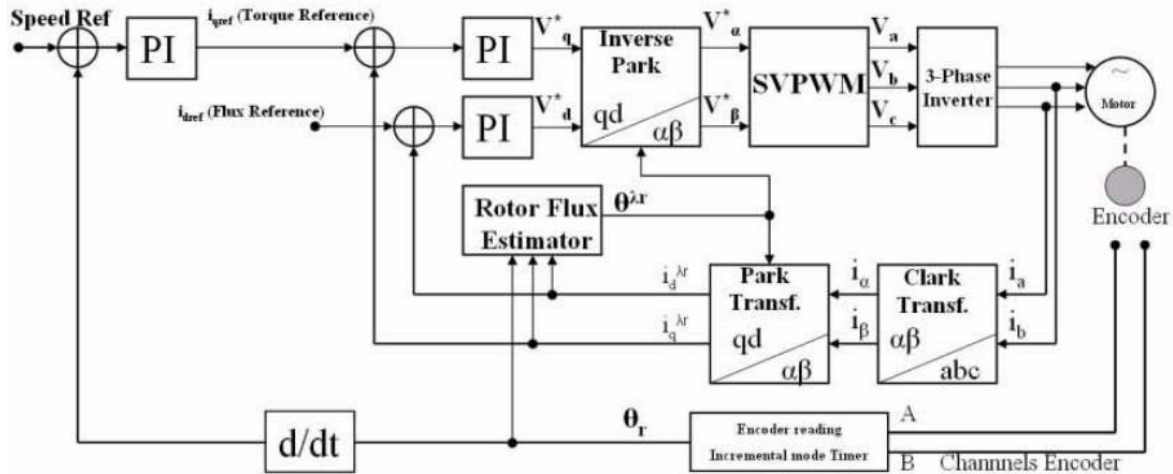


Figura 12. Esquema de control IFOC.

Fuente: STMicroelectronics, Inc, (2006), [19].

Como se puede ver en el esquema mostrado, el control que se implementará será un control de velocidad. Se fijará un valor de corriente i_{ds} y se variará la referencia de velocidad. El control es realizado mediante tres controladores PI (uno de velocidad y dos de corrientes). La salida del algoritmo de control son seis señales PWM que controlan la alimentación del motor a través de un inversor trifásico. Los lazos de control se cierran al realizar la lectura de la velocidad del rotor y de las corrientes de alimentación del motor.

Para desarrollar las ecuaciones del control IFOC, es necesario reescribir las ecuaciones del motor de inducción. En estas nuevas expresiones se aplicarán las condiciones que requiere este método de control y así serán deducidas las ecuaciones que finalmente se implementarán.

Para llegar a las ecuaciones que definen el control indirecto de campo orientado, es necesario que se cumplan las siguientes condiciones:

- El sistema de coordenadas debe rotar a la misma velocidad y junto al campo del rotor, de tal manera que:

$$\omega = \omega_{mr} \quad (44)$$

- El vector del flujo del rotor debe coincidir con la dirección del eje d, entonces:

$$\overline{\psi}_r' = \psi_{dr}' \quad y \quad (45)$$

$$\psi_{qr} = 0 \quad (46)$$

Ahora, reescribiendo las ecuaciones (7) y (8) considerando un sistema de coordenadas de ejes real e imaginario:

$$V_{dq0s} = R_s I_{dq0s} + \frac{d\psi_{dq0s}}{dt} + \hat{j}\omega\psi_{dq0s} \quad (47)$$

$$0 = R_r' I_{dq0r}' + \frac{d\psi_{dq0r}'}{dt} + \hat{j}(\omega - \omega_r)\psi_{dq0r}' \quad (48)$$

Además, escribiendo los flujos del rotor y estator en función de las inductancias, se tiene:

$$\psi_{dq0s} = L_s I_{dq0s} + L_m I_{dq0r}' \quad (49)$$

$$\psi_{dq0r}' = L_m I_{dq0s} + L_r I_{dq0r}' \quad (50)$$

De las ecuaciones (49) y (50) se llega a:

$$I_{dq0s} = \frac{1}{\sigma L_s} \psi_{dq0s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{dq0r}' \quad (51)$$

$$I_{dq0r}' = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{dq0s} - \frac{1}{\sigma L_r} \psi_{dq0r}' \quad (52)$$

Ahora, reordenando la ecuación (51) se tiene que:

$$\psi_{dq0s} = \sigma L_s I_{dq0s} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{dq0r}' \quad (53)$$

Y de la misma manera reordenando la ecuación (50) se tiene que:

$$I_{dq0r}' = \frac{1}{L_r} \psi_{dq0r}' - \frac{L_m}{L_r} I_{dq0s} \quad (54)$$

Reemplazando (53) en (47):

$$V_{dq0s} = R_s I_{dq0s} + \sigma L_s \frac{dI_{dq0s}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{dq0r}'}{dt} + \hat{j}\omega \sigma L_s I_{dq0s} + \hat{j}\omega \frac{L_m}{L_r} \psi_{dq0r}' \quad (55)$$

Y reemplazando (54) en (48):

$$0 = R_r \left(-\frac{L_m}{L_r} \right) I_{dq0s} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{dq0r}' + \frac{d\psi_{dq0r}'}{dt} + \hat{j}(\omega - \omega_r)\psi_{dq0r}' \quad (56)$$

Las ecuaciones (55) y (56) representan al motor de inducción, y están escritas de tal manera que faciliten ver y aplicar las consideraciones necesarias para el control IFOC.

Ahora, debido a que el vector del flujo del rotor solo es definido por la componente en el eje d , se puede decir que:

$$\overline{\psi}_r' = \psi'_{dr} = L_m i_{mr} \quad (57)$$

Y despejando i_{mr} :

$$i_{mr} = \frac{1}{L_m} \psi'_{dr} \quad (58)$$

Finalmente, reemplazando (57) en (55):

$$V_{dq0s} = R_s I_{dq0s} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} (L_m i_{mr}) + \sigma L_s \frac{dI_{dq0s}}{dt} + \hat{j} \omega_{mr} \frac{L_m}{L_r} (L_m i_{mr}) + \hat{j} \omega_{mr} \sigma L_s I_{dq0s}$$

$$\left(V_{dq0s} = R_s I_{dq0s} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} (L_m i_{mr}) + \sigma L_s \frac{dI_{dq0s}}{dt} + \hat{j} \omega_{mr} \frac{L_m}{L_r} (L_m i_{mr}) + \hat{j} \omega_{mr} \sigma L_s I_{dq0s} \right) \frac{1}{R_s}$$

Operando, agrupando términos y definiendo la constante de tiempo del estator como:

$$\frac{L_s}{r_s} = T_s \quad (59)$$

Se llega a:

$$I_{dq0s} + \sigma T_s \frac{dI_{dq0s}}{dt} = \frac{V_{dq0s}}{r_s} - \hat{j} \omega_{mr} \sigma T_s I_{dq0s} - (1 - \sigma) T_s \frac{di_{mr}}{dt} - \hat{j} \omega_{mr} T_s (1 - \sigma) i_{mr} \quad (60)$$

De la misma manera reemplazando (57) en (53):

$$0 = R_r \left(-\frac{L_m}{L_r} \right) I_{dq0s} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{mr}) + \frac{d}{dt} (L_m i_{mr}) + \hat{j} (\omega_{mr} - \omega_r) (L_m i_{mr})$$

Operando, agrupando términos y definiendo la constante de tiempo del rotor como:

$$\frac{L_r}{r_r} = T_r \quad (61)$$

Se llega a:

$$I_{dq0s} - \hat{j} (\omega_{mr} - \omega_r) T_r i_{mr} = i_{mr} + T_r \frac{di_{mr}}{dt} \quad (62)$$

Descomponiendo las ecuaciones (60) y (62):

$$i_{ds} + \sigma T_s p i_{ds} = \frac{v_{ds}}{r_s} + \omega_{mr} \sigma T_s i_{qs} - (1 - \sigma) T_s p i_{mr} \quad (63)$$

$$i_{qs} + \sigma T_s p i_{qs} = \frac{v_{qs}}{r_s} - \omega_{mr} \sigma T_s i_{ds} - (1 - \sigma) \omega_{mr} T_s i_{mr} \quad (64)$$

$$i_{ds} = i_{mr} + T_r p i_{mr} \quad (65)$$

$$i_{qs} - (\omega_{mr} - \omega_r) T_r i_{mr} = 0 \quad (66)$$

Además, teniendo en cuenta las ecuaciones (44), (45) y (46), se pueden escribir las ecuaciones de torque, velocidad angular y flujo en el rotor de la siguiente manera:

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r'} (\psi_{dr}' i_{qs}) \quad (67)$$

$$(\omega_{mr} - \omega_r) = r_r' \frac{L_m}{L_r'} \frac{i_{qs}}{\psi_{dr}'} \quad (68)$$

$$\psi_{dr}' = \frac{r_r' L_m}{r_r' + L_r' p} i_{ds} \quad (69)$$

Como se puede observar en las ecuaciones (67), (68), y (69), el torque del motor está en función de la corriente i_{qs} , al igual que la velocidad; mientras que el flujo del rotor solo depende de la corriente i_{ds} .

Las ecuaciones (63) a (66) definen otra manera de describir un motor de inducción, este nuevo conjunto de fórmulas determinan el modelo denominado de campo orientado, y es el que se utilizará para implementar el control IFOC.

Reemplazando (58) en (63) y (64), y reordenando se tiene:

$$i_{ds}(r_s + \sigma L_s p) = v_{ds} + \underbrace{\omega_{mr} \sigma L_s i_{qs} - (1 - \sigma) \frac{L_s}{L_m} p \psi_{dr}'}_{\text{subrayado}} \quad (70)$$

$$i_{qs}(r_s + \sigma L_s p) = v_{qs} - \underbrace{\omega_{mr} \sigma L_s i_{ds} - (1 - \sigma) \omega_{mr} \frac{L_s}{L_m} \psi_{dr}'}_{\text{subrayado}} \quad (71)$$

Los términos subrayados, al no estar en el eje ds y qs , respectivamente, pueden ser considerados como disturbios en su respectiva ecuación. Serán denominadas como variables de acoplamiento:

$$v_{ds_acop} = \omega_{mr} \sigma L_s i_{qs} - (1 - \sigma) \frac{L_s}{L_m} p \psi_{dr}' \quad (72)$$

$$v_{qs_acop} = -\omega_{mr} \sigma L_s i_{ds} - (1 - \sigma) \omega_{mr} \frac{L_s}{L_m} \psi_{dr}' \quad (73)$$

Entonces las ecuaciones (70) y (71) toman la siguiente forma en Laplace:

$$\frac{i_{ds}}{v_{ds}} = \frac{1}{r_s + \sigma L_s s} + (v_{ds_acop}) \quad (74)$$

$$\frac{i_{qs}}{v_{qs}} = \frac{1}{r_s + \sigma L_s s} + (v_{qs_acop}) \quad (75)$$

En este modelo de campo orientado es necesario conocer la ubicación (el ángulo) del flujo del rotor, que se determinará integrando la velocidad ω_{mr} . Entonces, de la ecuación (66) y considerando (58):

$$\omega_{mr} - \omega_r = \frac{i_{qs}}{T_r i_{mr}} = \frac{i_{qs} L_m}{T_r \psi'_{dr}} \quad (76)$$

Definiendo ω_{sl} como el deslizamiento relativo entre la velocidad angular del flujo del rotor y la velocidad angular eléctrica del rotor:

$$\omega_{sl} = \omega_{mr} - \omega_r = \frac{i_{qs} L_m}{T_r \psi'_{dr}} \quad (77)$$

Entonces:

$$\omega_{mr} = \omega_{sl} + \omega_r = \frac{i_{qs} L_m}{T_r \psi'_{dr}} + \omega_r \quad (78)$$

Por último, para calcular ψ'_{dr} , de (65) y (58):

$$\psi'_{dr} = \int (i_{ds} - i_{mr}) \frac{1}{T_r} L_m \quad (79)$$

Con las ecuaciones presentadas en este apartado se realiza el modelo del motor de inducción en campo orientado, y también se desarrolla el control IFOC. Las simulaciones correspondientes se presentan en el siguiente capítulo.

2.6. Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM)

En el esquema del control IFOC presentado en la Figura 12 se puede observar un bloque denominado SVPWM, la función de este bloque es determinar, en base a los niveles de tensión de referencia, una serie de pulsos con frecuencia variable (PWM), que serán las señales de comando para los transistores IGBT presentes en el inversor que se utilizará para alimentar al motor de inducción [5, 8].

Para explicar el principio de la modulación SVPWM es necesario hacer una breve descripción del inversor de dos niveles alimentado por tensión (*Voltage Source Inverter* o VSI por sus siglas en inglés), mostrado en la Figura 13.

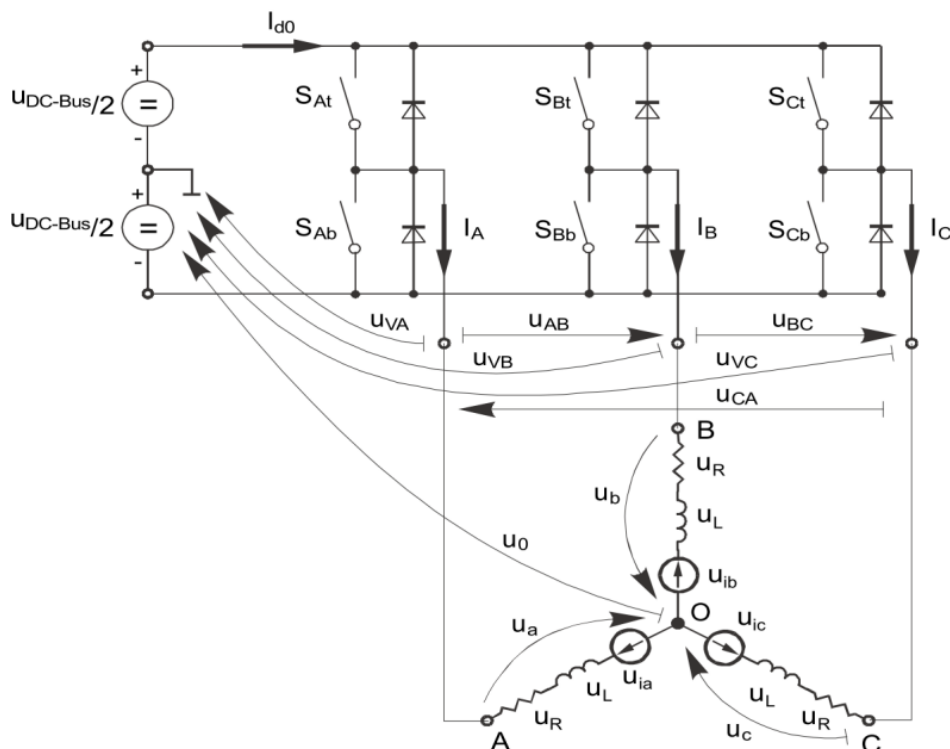


Figura 13. Inversor de dos niveles alimentados por tensión.

Fuente: Freescale Semiconductor, Inc, (2015), [23].

El inversor mostrado tiene una topología tipo puente con tres ramas (correspondientes a las fases), y cada rama está compuesta por dos interruptores de potencia y dos diodos anti retorno, esto asegura que el flujo de potencia vaya en un solo sentido: De la fuente hacia la carga, y no de manera inversa.

La denominación de cada interruptor será como se muestra en la figura anterior, donde la primera rama tiene dos interruptores denominados S_{At} (interruptor superior) y S_{Ab} (interruptor inferior), esta denominación se repite para las ramas restantes. Además, se designará con un “1” cuando un interruptor superior se encuentre activo, y con un “0” cuando un interruptor inferior se encuentre activo.

Al utilizar un inversor de dos niveles (como el mostrado en la Figura 13), se pueden obtener ocho diferentes estados de conmutación de sus interruptores, que se obtiene al relacionar los niveles y la cantidad de ramas que posee, de tal manera que:

$$\text{Cantidad de estados de conmutación} = 2^3 \quad (80)$$

Antes de iniciar con el análisis, es necesario tener en cuenta las siguientes consideraciones:

- El análisis se realizará para los interruptores superiores en cada brazo, ya que los interruptores inferiores son el complemento de los primeros.
- Para cada estado de conmutación se realizará un análisis de circuito equivalente para determinar las tensiones correspondientes a cada fase.

Los ocho posibles estados de conmutación se pueden visualizar en la Figura 14. Se puede ver que dos estados no producen ninguna tensión, que serían los estados “000” y “111” (o “SV0” y “SV7” según la figura), que son denominados “estados nulos”, mientras que el resto de estados son denominados “estados activos” [19, 24, 25].

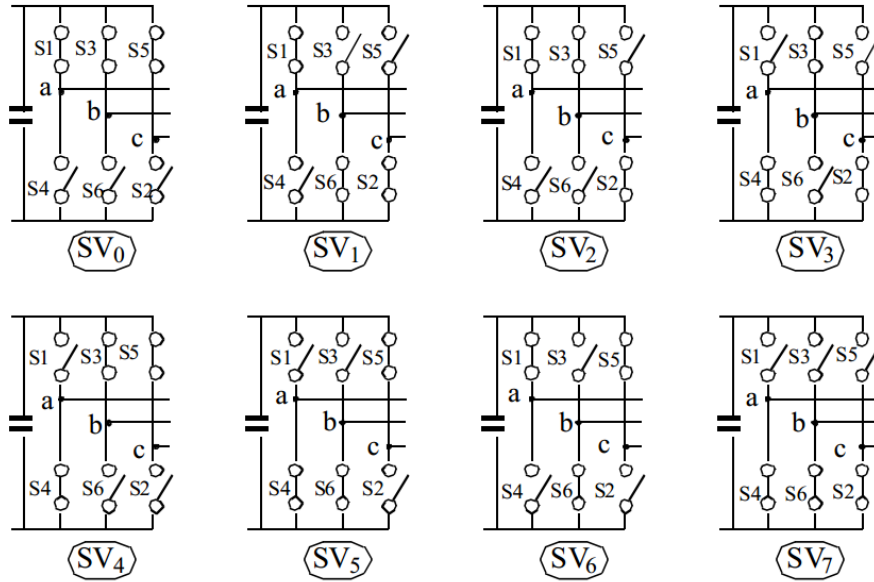


Figura 14. Estados de conmutación de un inversor.
Fuente: Murthy, J.M.D., Turnbull, F.G., (1988), [26].

Para cada estado de conmutación es necesario, como se mencionó anteriormente, realizar un análisis de los circuitos equivalentes para determinar las tensiones de línea y fase.

Para las tensiones de línea:

Empezando por el estado “100” se tiene:

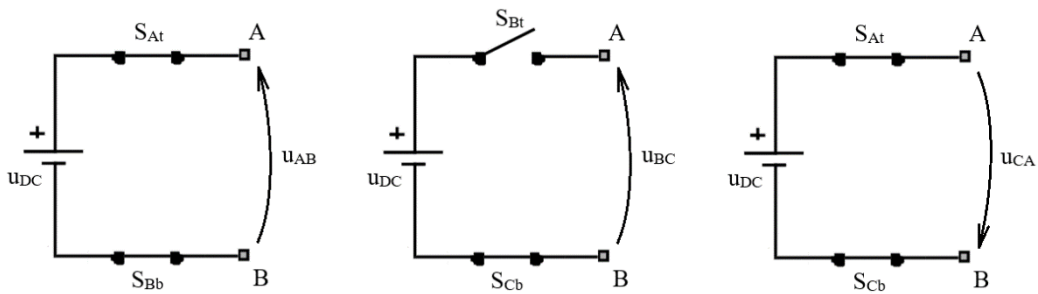


Figura 15. Circuitos equivalentes del estado de conmutación “100”.
Fuente: Elaboración propia.

Se deduce que:

$$u_{AB} = u_{DC} \tag{81}$$

$$u_{BC} = 0 \tag{82}$$

$$u_{CA} = -u_{DC} \tag{83}$$

Ahora, para el estado “110” se tiene:

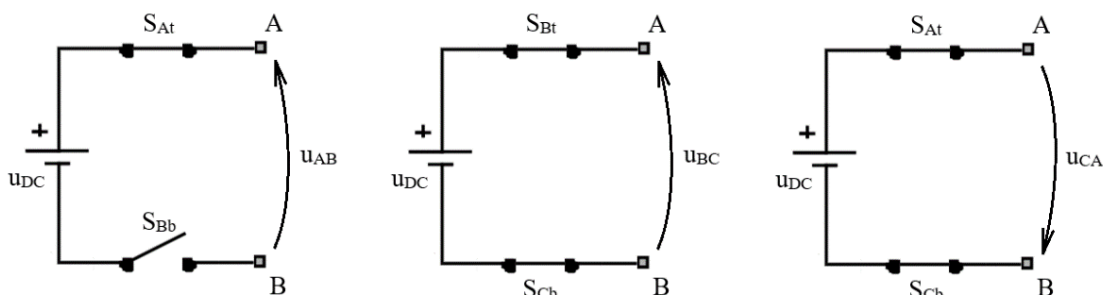


Figura 16. Circuitos equivalentes del estado de conmutación “110”.

Fuente: Elaboración propia.

De igual manera que en el caso anterior, se deduce que:

$$u_{AB} = 0 \quad (84)$$

$$u_{BC} = u_{DC} \quad (85)$$

$$u_{CA} = -u_{DC} \quad (86)$$

Las tensiones de línea del resto de los estados de conmutación se pueden hallar fácilmente siguiendo el mismo procedimiento. Los resultados se presentan en la Tabla 2.

Para las tensiones de fase:

Empezando igualmente por el estado “100” se tiene:

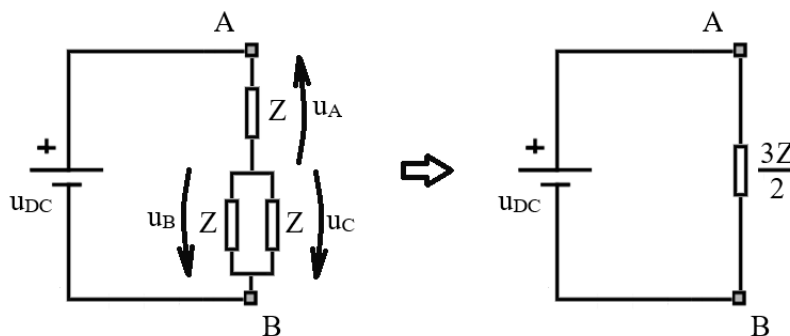


Figura 17. Circuitos equivalentes del estado de conmutación “100”.

Fuente: Elaboración propia.

Calculando la corriente que circula por el circuito, se pueden determinar las tensiones de cada fase:

$$u_A = \frac{2u_{DC}}{3} \quad (87)$$

$$u_B = u_C = -\frac{u_{DC}}{3} \quad (88)$$

Ahora, para el estado “110” se tiene:

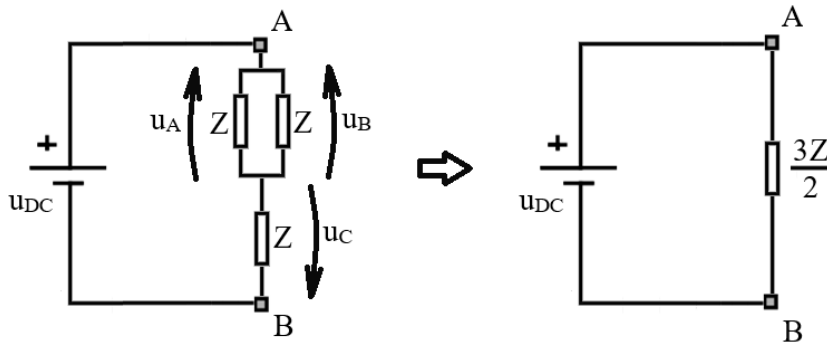


Figura 18. Circuitos equivalentes del estado de conmutación “110”.

Fuente: Elaboración propia.

De igual manera que en el caso anterior, se calcula la corriente y se determinan las tensiones en cada fase:

$$u_A = u_B = \frac{u_{DC}}{3} \quad (89)$$

$$u_C = -\frac{2u_{DC}}{3} \quad (90)$$

Las tensiones de fase del resto de los estados de conmutación se pueden calcular fácilmente siguiendo el mismo procedimiento. Los resultados se presentan a continuación.

Tabla 2. Tensiones de línea y de fase de los diferentes estados de conmutación.

S _A	S _B	S _C	Vector	u _{AB}	u _{BC}	u _{CA}	u _A	u _B	u _C
0	0	0	V ₀₀₀	0	0	0	0	0	0
1	0	0	V ₀	u _{DC}	0	-u _{DC}	$\frac{2u_{DC}}{3}$	$-\frac{u_{DC}}{3}$	$-\frac{u_{DC}}{3}$
1	1	0	V ₆₀	0	u _{DC}	-u _{DC}	$\frac{u_{DC}}{3}$	$\frac{u_{DC}}{3}$	$-\frac{2u_{DC}}{3}$
0	1	0	V ₁₂₀	-u _{DC}	u _{DC}	0	$-\frac{u_{DC}}{3}$	$\frac{2u_{DC}}{3}$	$-\frac{u_{DC}}{3}$
0	1	1	V ₁₈₀	-u _{DC}	0	u _{DC}	$-\frac{2u_{DC}}{3}$	$\frac{u_{DC}}{3}$	$\frac{u_{DC}}{3}$
0	0	1	V ₂₄₀	0	-u _{DC}	u _{DC}	$-\frac{u_{DC}}{3}$	$-\frac{u_{DC}}{3}$	$\frac{2u_{DC}}{3}$
1	0	1	V ₃₀₀	u _{DC}	-u _{DC}	0	$\frac{u_{DC}}{3}$	$-\frac{2u_{DC}}{3}$	$\frac{u_{DC}}{3}$
1	1	1	V ₁₁₁	0	0	0	0	0	0

Fuente: Elaboración propia

Como se puede ver en la Tabla 2, se obtienen ocho vectores para cada posible estado de conmutación del inversor, de los cuales dos son vectores nulos (V₀₀₀ y V₁₁₁) y seis son vectores activos (V₀, V₆₀, V₁₂₀, V₁₈₀, V₂₄₀ y V₃₀₀). Estos vectores se pueden ver en la Figura 19, y definen seis zonas separadas por 60 grados, formando un hexágono [4, 5, 19, 25, 27].

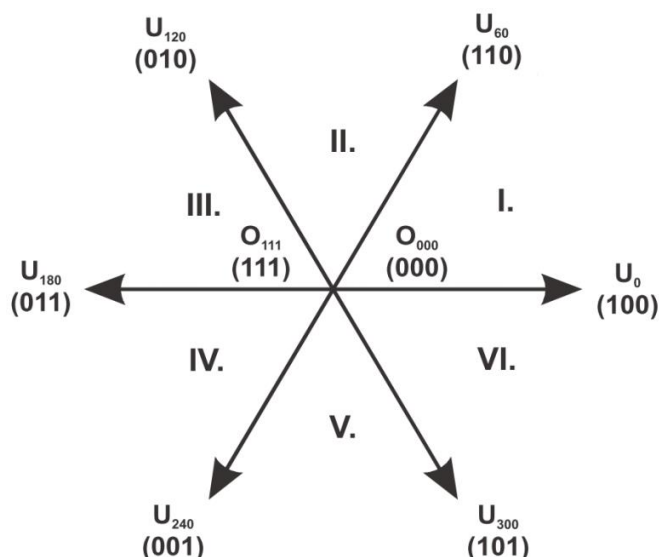


Figura 19. Vectores básicos de un inversor de dos niveles.
Fuente: Freescale Semiconductor, Inc, (2015), [23].

El principio de la modulación por SVPWM consiste en aplicar adecuadamente los estados de conmutación por un determinado tiempo, de manera que se pueda generar un vector de tensión idéntico al vector de referencia brindado por el algoritmo de control [26, 27, 23].

Recordando la transformación de Clark:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (91)$$

Y aplicándola a las tensiones de fase se llega a:

Tabla 3. Tensiones de fase en coordenadas $\alpha\beta$.

S_A	S_B	S_C	Vector	u_α	u_β
0	0	0	V_{000}	0	0
1	0	0	V_0	$\frac{2u_{DC}}{3}$	0
1	1	0	V_{60}	$\frac{u_{DC}}{3}$	$\frac{u_{DC}}{\sqrt{3}}$
0	1	0	V_{120}	$-\frac{u_{DC}}{3}$	$\frac{u_{DC}}{\sqrt{3}}$
0	1	1	V_{180}	$-\frac{2u_{DC}}{3}$	0
0	0	1	V_{240}	$-\frac{u_{DC}}{3}$	$-\frac{u_{DC}}{\sqrt{3}}$
1	0	1	V_{300}	$\frac{u_{DC}}{3}$	$-\frac{u_{DC}}{\sqrt{3}}$
1	1	1	V_{111}	0	0

Fuente: Elaboración propia

Como se mencionó anteriormente, es necesario generar el vector de referencia a partir de los vectores básicos de los estados de conmutación, para realizar esto se realizará el análisis de los vectores involucrados en cada sector para determinar los tiempos en que deben ser aplicados.

El vector de referencia es conocido y llega a la modulación SVPWM descompuesto en sus componentes α y β , además también es conocida la magnitud y dirección de los vectores activos que pertenecen a cada sección.

Se iniciará el análisis asumiendo que el vector de referencia se encuentra en el sector 1. Como se puede ver en la Figura 20, este sector está delimitado por los vectores básicos V_0 y V_{60} , por lo tanto las componentes del vector de referencia U_s deberán ser descompuestas en las componentes V_0 y V_{60} con la finalidad de determinar los *duty cycle* de estos vectores y así obtener el vector de referencia a partir de los vectores básicos involucrados.

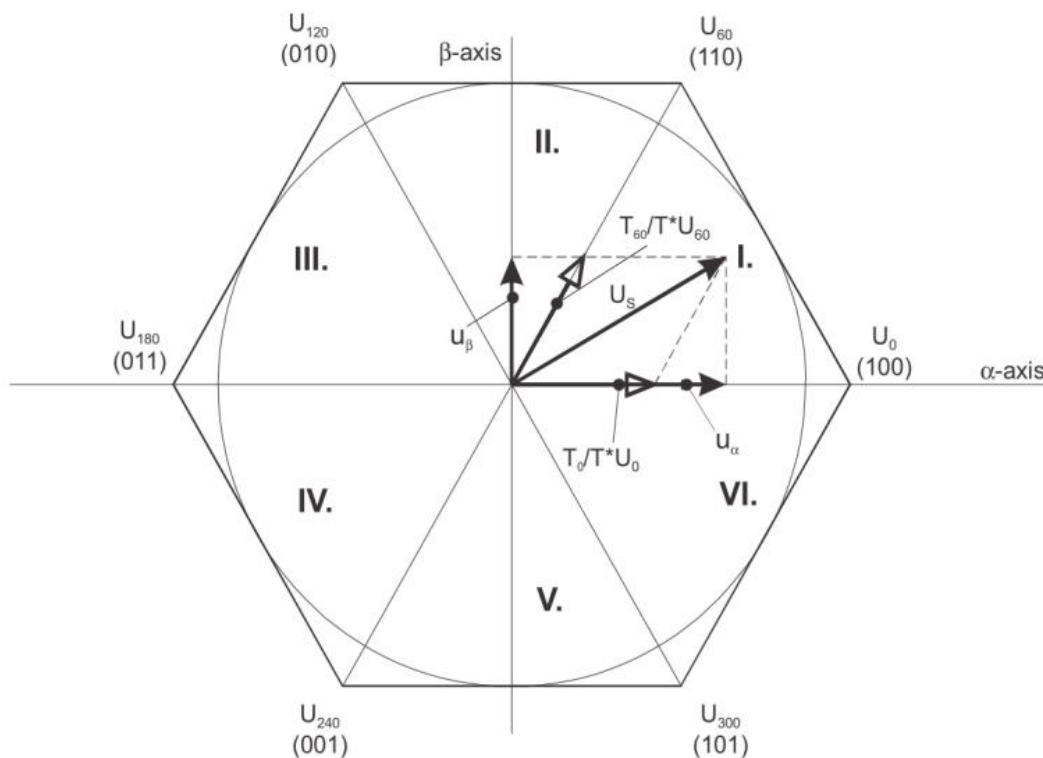


Figura 20. Proyección del vector de referencia en el sector 1.
Fuente: Freescale Semiconductor, Inc, (2015), [23].

Haciendo un acercamiento en la zona del sector involucrado:

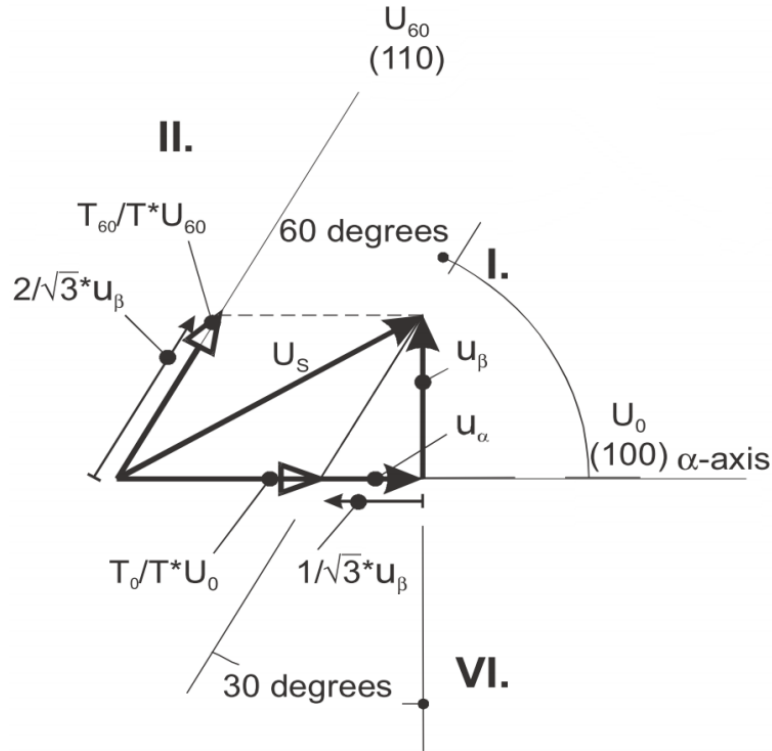


Figura 21. Detalle de la proyección del vector de referencia en el sector 1.
Fuente: Freescale Semiconductor, Inc, (2015), [23].

Las ecuaciones necesarias para determinar los *duty cycles* de los vectores V_0 y V_{60} son las siguientes:

$$T = T_0 + T_{60} + T_{nulo} \quad (92)$$

$$u_s = \frac{T_0}{T} V_0 + \frac{T_{60}}{T} V_{60} \quad (93)$$

Donde T_0/T y T_{60}/T son los *duty cycles* de los vectores básicos de los vectores involucrados. T es el periodo de tiempo en el que los tiempos T_0 y T_{60} deben ser aplicados, además T_{nulo} es el tiempo en el que se aplicará un vector nulo.

Los *duty cycles* mencionados anteriormente pueden ser calculados utilizando las componentes α y β del vector de referencia:

$$u_\beta = \frac{T_{60}}{T} |V_{60}| \cos 30^\circ \quad (94)$$

$$u_\alpha = \frac{T_0}{T} |V_0| + \frac{u_\beta}{\tan 60^\circ} \quad (95)$$

Vale la pena recalcar que los ángulos de 30° y 60° corresponden a la disposición geométrica del hexágono, por lo que serán constantes.

Teniendo en cuenta que la norma de todos los vectores básicos es $\frac{2}{3}V_{DC}$ (ver Tabla 3), se puede deducir de la ecuación (94) que:

$$u_{\beta} = \frac{T_{60}}{T} \left(\frac{2}{3}V_{DC} \right) \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

$$\frac{T_{60}}{T} = u_{\beta} \left(\frac{\sqrt{3}}{V_{DC}} \right) \quad (96)$$

Y de la ecuación (95):

$$u_{\alpha} = \frac{T_0}{T} \left(\frac{2}{3}V_{DC} \right) + \frac{u_{\beta}}{\sqrt{3}} \rightarrow \frac{T_0}{T} = \left(u_{\alpha} - \frac{u_{\beta}}{\sqrt{3}} \right) \frac{3}{2V_{DC}} = (\sqrt{3}u_{\alpha} - u_{\beta}) \left(\frac{3}{2\sqrt{3}} \right) \left(\frac{1}{V_{DC}} \right)$$

$$\frac{T_0}{T} = -\frac{1}{2} (u_{\beta} - \sqrt{3}u_{\alpha}) \left(\frac{\sqrt{3}}{V_{DC}} \right) \quad (97)$$

Para el caso del sector 2, los vectores básicos que lo delimitan son el V_{60} y V_{120} . De la misma forma que en el caso anterior, es necesario calcular los *duty cycles* correspondientes a estos vectores para generar otro idéntico al vector de referencia. En la Figura 22 se muestra la proyección del vector de referencia en el sector 2.

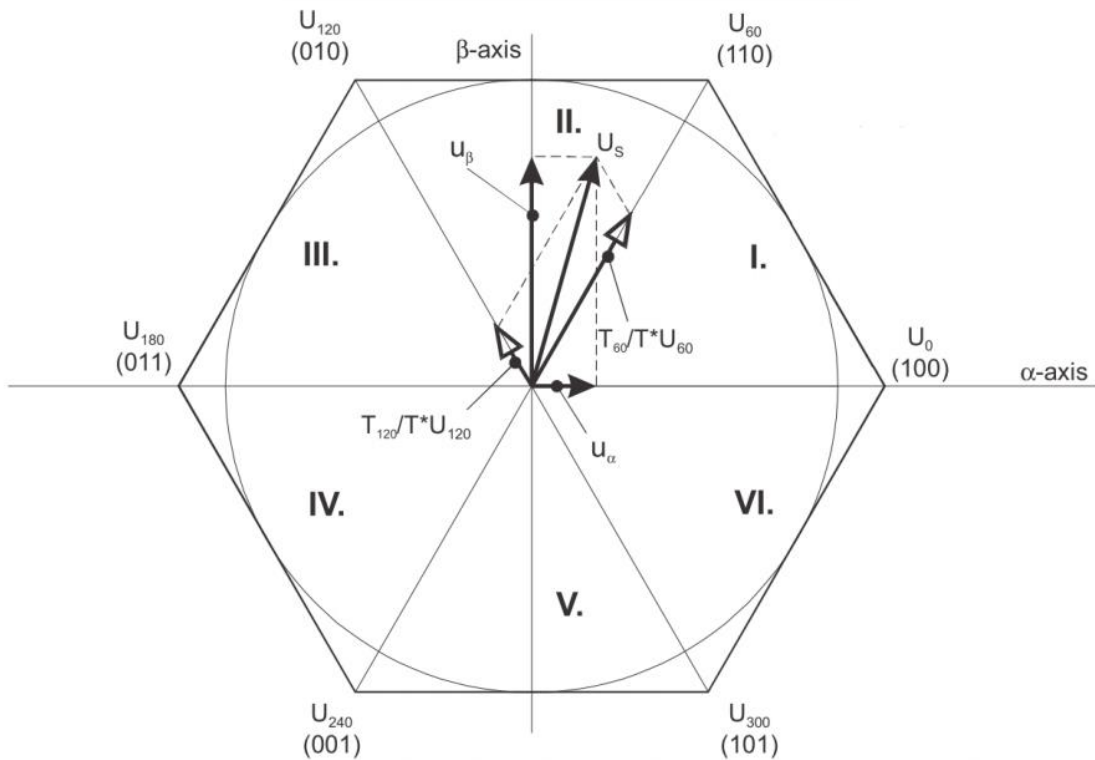


Figura 22. Proyección del vector de referencia en el sector 2.

Fuente: Freescale Semiconductor, Inc, (2015), [23].

Haciendo nuevamente un acercamiento en la zona del sector involucrado:

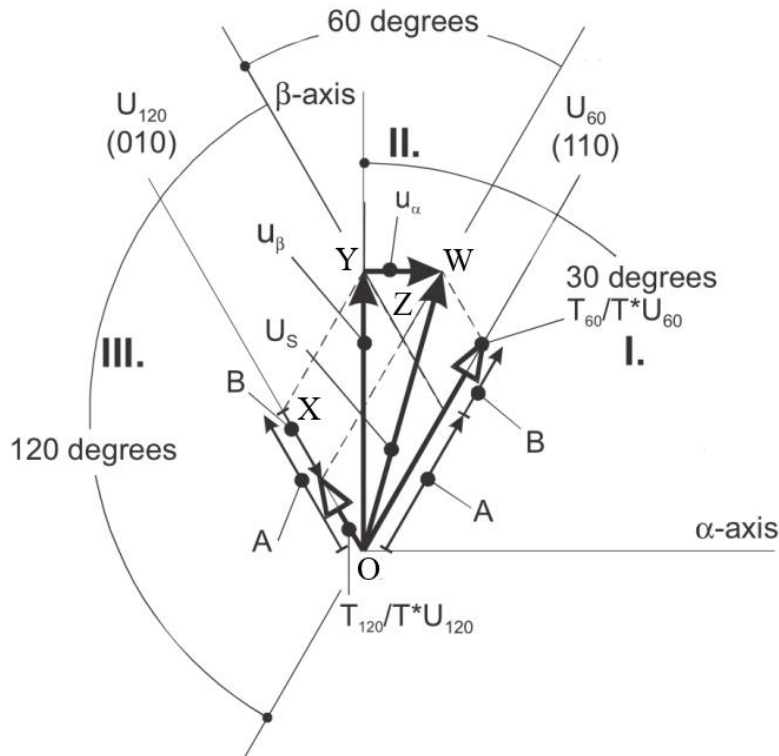


Figura 23. Detalle de la proyección del vector de referencia en el sector 2.
Fuente: Freescale Semiconductor, Inc, (2015), [23].

De igual manera que en el caso anterior, las ecuaciones necesarias para determinar los *duty cycles* de los vectores V_{60} y V_{120} son las siguientes:

$$T = T_{60} + T_{120} + T_{nulo} \quad (98)$$

$$u_s = \frac{T_{60}}{T} V_{60} + \frac{T_{120}}{T} V_{120} \quad (99)$$

En la Figura 23 se puede observar el triángulo OXY, que se ha asignado de tal manera que sea isósceles, tiene dos lados iguales A y dos ángulos iguales de 30° , de tal manera que aplicando la ley de senos se determina A:

$$\frac{\sin 30^\circ}{A} = \frac{\sin 120^\circ}{u_\beta}$$

$$A = \frac{1}{\sqrt{3}} u_\beta \quad (100)$$

Para determinar B, se observa que el triángulo WYZ siempre será equilátero, ya que está conformado por lados paralelos a los vectores básicos y u_α siempre será horizontal, entonces:

$$B = u_\alpha \quad (101)$$

Considerando las ecuaciones (100) y (101), y también las magnitudes A y B del gráfico, se pueden determinar los *duty cycles* T_{60}/T y T_{120}/T :

$$\frac{T_{60}}{T} |V_{60}| = A + B \rightarrow \frac{T_{60}}{T} \left(\frac{2}{3} V_{DC} \right) = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{\beta} + u_{\alpha}$$

$$\frac{T_{60}}{T} = \frac{1}{2} (u_{\beta} + \sqrt{3} u_{\alpha}) \left(\frac{\sqrt{3}}{V_{DC}} \right) \quad (102)$$

$$\frac{T_{120}}{T} |V_{120}| = A - B \rightarrow \frac{T_{120}}{T} \left(\frac{2}{3} V_{DC} \right) = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{\beta} - u_{\alpha}$$

$$\frac{T_{120}}{T} = \frac{1}{2} (u_{\beta} - \sqrt{3} u_{\alpha}) \left(\frac{\sqrt{3}}{V_{DC}} \right) \quad (103)$$

En los sectores restantes el análisis de los *duty cycle* de cada vector básico es similar, de tal manera que se pueden definir cinco variables auxiliares para poder relacionar los *duty cycle* a cada vector básico y a cada sector correspondiente.

Las cinco variables se dividirán en dos grupos: Tres variables (X, Y y Z) corresponderán a los *duty cycle*, y otras dos variables (T1 y T2) corresponderán a los *duty cycles* correspondientes a los vectores que definen cada sector.

$$X = u_{\beta} \left(\frac{\sqrt{3}}{V_{DC}} \right) \quad (104)$$

$$Y = \frac{1}{2} (u_{\beta} + \sqrt{3} u_{\alpha}) \left(\frac{\sqrt{3}}{V_{DC}} \right) \quad (105)$$

$$Z = \frac{1}{2} (u_{\beta} - \sqrt{3} u_{\alpha}) \left(\frac{\sqrt{3}}{V_{DC}} \right) \quad (106)$$

Y los *duty cycles* correspondientes a cada vector básico en el sector indicado se muestran a continuación:

Tabla 4. *Duty cycles* de cada vector por sectores.

Sector	I	II	III	IV	V	VI
Vectores	$V_0 - V_{60}$	$V_{60} - V_{120}$	$V_{120} - V_{180}$	$V_{180} - V_{240}$	$V_{240} - V_{300}$	$V_{300} - V_0$
T1	-Z	Z	X	-X	-Y	Y
T2	X	Y	-Y	Z	-Z	-X

Fuente: Elaboración propia.

De la tabla anterior se puede deducir que es necesario conocer el sector donde se encuentra el vector de referencia para poder asignar el *duty cycle* correspondiente a los vectores básicos involucrados.

Para conocer el sector en el que se encuentra el vector de referencia, se inicia el análisis haciendo una transformación inversa de Clark modificada, de tal manera que:

$$\begin{bmatrix} u_{aux1} \\ u_{aux2} \\ u_{aux3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} \quad (107)$$

Ahora, representando las componentes α y β del vector de referencia, se tiene:

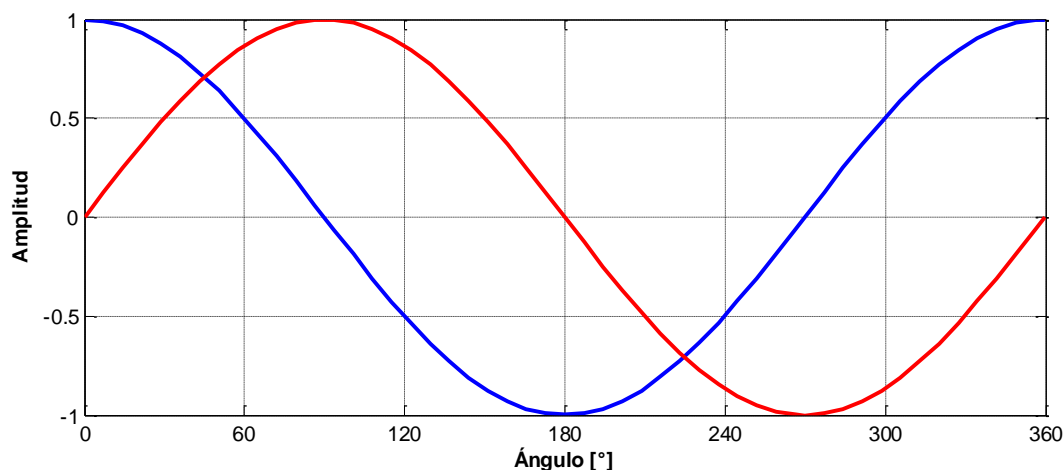


Figura 24. Componentes α y β del vector de referencia.

Fuente: Elaboración propia.

Aplicando la transformación (97):

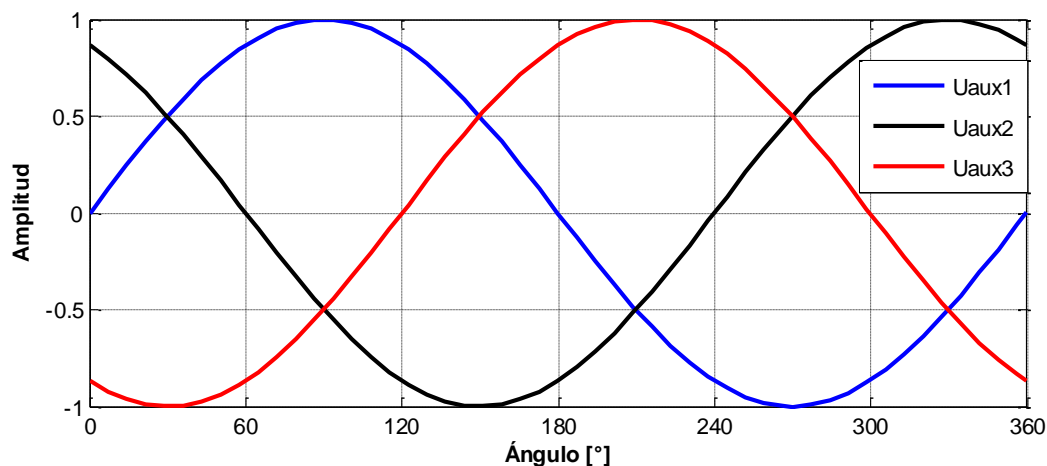


Figura 25. Componentes u_{aux1} , u_{aux2} y u_{aux3} .

Fuente: Elaboración propia.

En las Figuras 24 y 25, las divisiones en el eje x indican los sectores (del I al VI) que se generan a partir de los vectores básicos, y a partir de la Figura 25 se pueden establecer criterios para la selección del sector en base a los valores de u_{aux1} , u_{aux2} y u_{aux3} , estos criterios se muestran en la Tabla 5.

Tabla 5. Criterios para la selección del sector.

Sector	I	II	III	IV	V	VI
u_{aux1}	> 0	> 0	> 0	≤ 0	≤ 0	≤ 0
u_{aux2}	> 0	≤ 0	≤ 0	≤ 0	> 0	> 0
u_{aux3}	≤ 0	≤ 0	> 0	> 0	> 0	≤ 0

Fuente: Elaboración propia.

También es necesario calcular el *duty cycle* correspondiente a cada fase del sistema trifásico, base a las siguientes ecuaciones:

$$T_A = \frac{T - T1 - T2}{2} \quad (108)$$

$$T_B = T_A + T1 \quad (109)$$

$$T_C = T_B + T2 \quad (110)$$

Finalmente, se deben asignar adecuadamente los *duty cycles* calculados anteriormente a cada fase del motor, esto se muestra en la Tabla 6.

Tabla 6. Asignación de los *duty cycles* a cada fase del motor.

Sector	I	II	III	IV	V	VI
PWM A	T_C	T_B	T_A	T_A	T_B	T_C
PWM B	T_B	T_C	T_C	T_B	T_A	T_A
PWM C	T_A	T_A	T_B	T_C	T_C	T_B

Fuente: Elaboración propia.

Capítulo 3

Simulaciones del modelo matemático y control

3.1. Introducción

La etapa de simulación es necesaria en cualquier proceso de implementación de nuevas o diferentes técnicas de control, esto es debido, entre otros motivos, al bajo riesgo que representa para el sistema real, ya que no se somete al sistema a los diferentes estados a los que puede ser sometido durante la sintonización del controlador y que pueden conducir a la falla de los elementos del sistema o al consumo innecesario de energía.

En la actualidad se cuenta con diferentes herramientas que dan la posibilidad de realizar todas las simulaciones necesarias antes de afectar al sistema real. El software utilizado para realizar las simulaciones en este trabajo es MATLAB, todos los esquemas fueron realizados en Simulink. Esta herramienta es usada frecuentemente para la modelación de sistemas eléctricos, mecánicos, entre otros, por la simplicidad que ofrece al usuario para implementar diferentes diagramas que representen cualquier sistema.

En este capítulo se presentan en primer lugar las simulaciones correspondientes al modelo del motor de inducción. Se muestran las simulaciones realizadas con dos grupos de parámetros, uno corresponde a la bibliografía consultada y se usa para verificar el modelo, y el otro corresponde a los parámetros del motor FESTO, que es el que se utilizó para la implementación del control. Todos los parámetros son considerados constantes durante todas las simulaciones.

Luego se pasa a presentar las simulaciones correspondientes al control IFOC. Se hace una descripción de los bloques principales y se muestran las diferentes pruebas que se realizaron para verificar la respuesta del controlador que se implementará.

3.2. Simulación del modelo matemático

3.2.1. Parámetros del motor

Los parámetros físicos del motor que se utilizarán para llevar a cabo la simulación y verificación del modelo obtenido son tomados de [9] y se muestran a continuación:

Tabla 7. Parámetros del motor AC.

Variable	Denominación	Unidades	Valor
V	Tensión de entrada	[V]	220
f	Frecuencia	[Hz]	60
Pot	Potencia	[HP]	3
r_s	Resistencia del estator	[Ω]	0.435
L_s	Inductancia del estator	[H]	0.0713
r_r'	Resistencia del rotor referida al estator	[Ω]	0.816
L_r'	Inductancia del rotor referida al estator	[H]	0.0713
L_m	Inductancia de magnetización	[H]	0.0693
P	Número de polos	--	4
J	Momento de inercia del rotor	[Kg.m ²]	0.089
L_{load}	Carga	[N.m]	0

Fuente: Krause, C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S., (2002), [9].

3.2.2. Simulación del modelo obtenido

Para poder realizar la simulación en Simulink, es necesario llevar las ecuaciones (31) a (43) a la representación en bloques, a continuación se presentan los diagramas implementados:

Ecuación (31):

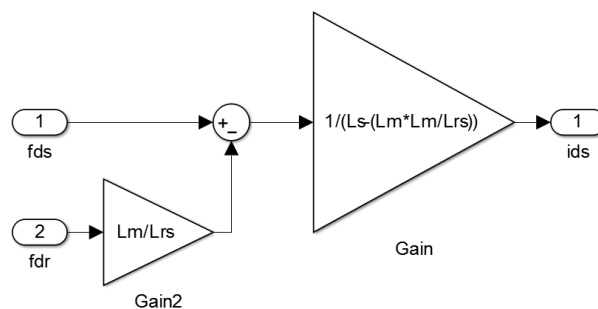


Figura 26. Diagrama de bloques – ecuación (31).

Fuente: Elaboración propia.

Ecuación (32):

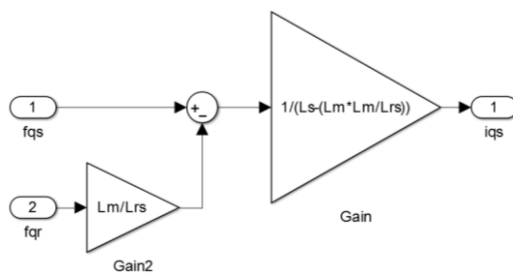


Figura 27. Diagrama de bloques – ecuación (32).
Fuente: Elaboración propia.

Ecuación (33):

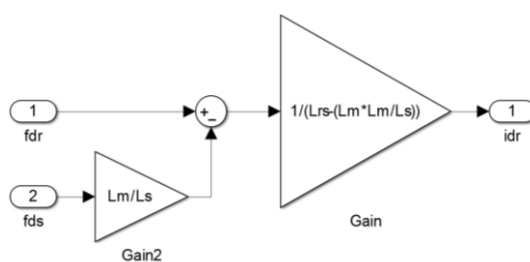


Figura 28. Diagrama de bloques – ecuación (33).
Fuente: Elaboración propia.

Ecuación (34):

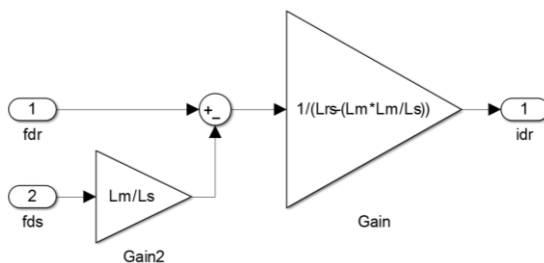


Figura 29. Diagrama de bloques – ecuación (34).
Fuente: Elaboración propia.

Ecuación (35):

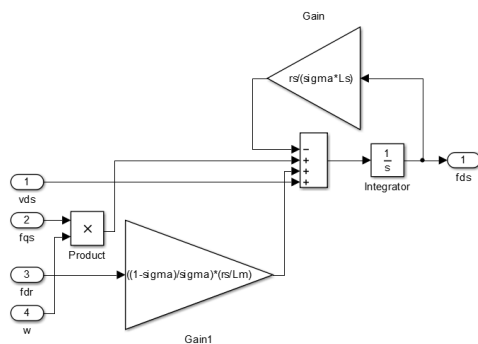


Figura 30. Diagrama de bloques – ecuación (35).
Fuente: Elaboración propia.

Ecuación (36):

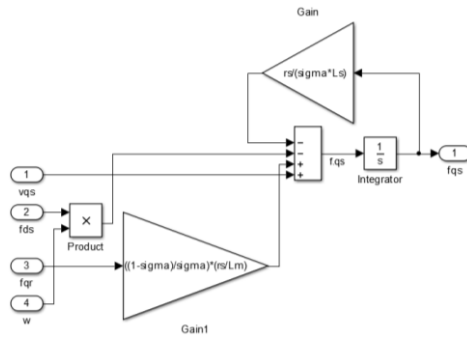


Figura 31. Diagrama de bloques – ecuación (36).
Fuente: Elaboración propia.

Ecuación (37):

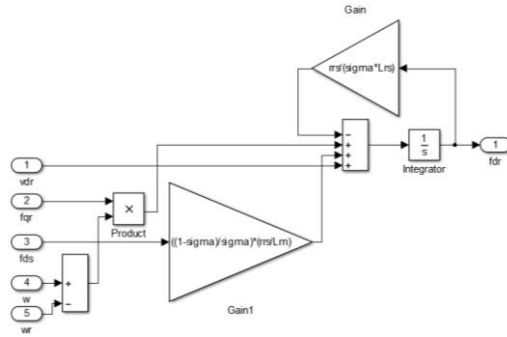


Figura 32. Diagrama de bloques – ecuación (37).
Fuente: Elaboración propia.

Ecuación (38):

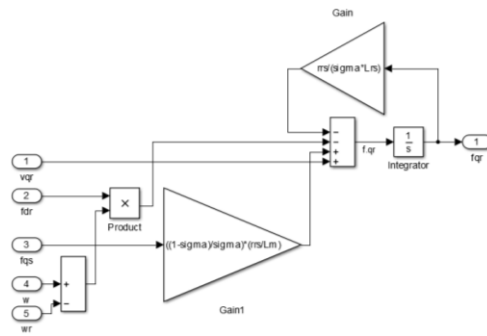


Figura 33. Diagrama de bloques – ecuación (38).
Fuente: Elaboración propia.

Ecuación (40):

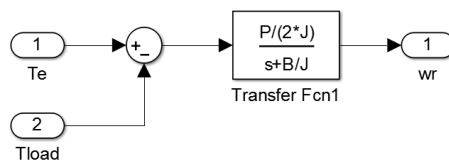


Figura 34. Diagrama de bloques – ecuación (40).
Fuente: Elaboración propia.

Ecuación (43):

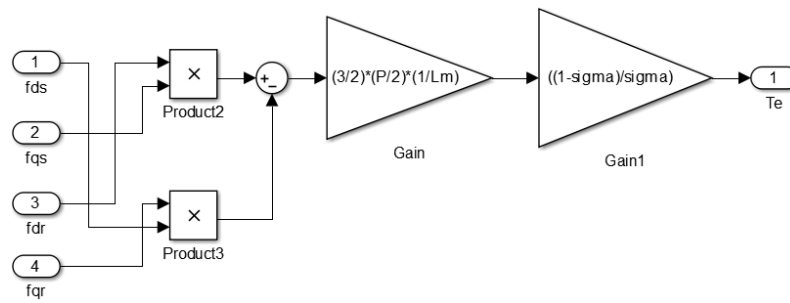


Figura 35. Diagrama de bloques – ecuación (43).

Fuente: Elaboración propia.

Acoplado adecuadamente todos los diagramas de bloques presentados anteriormente, se obtiene el diagrama de bloques para el modelo de un motor de inducción trifásico:

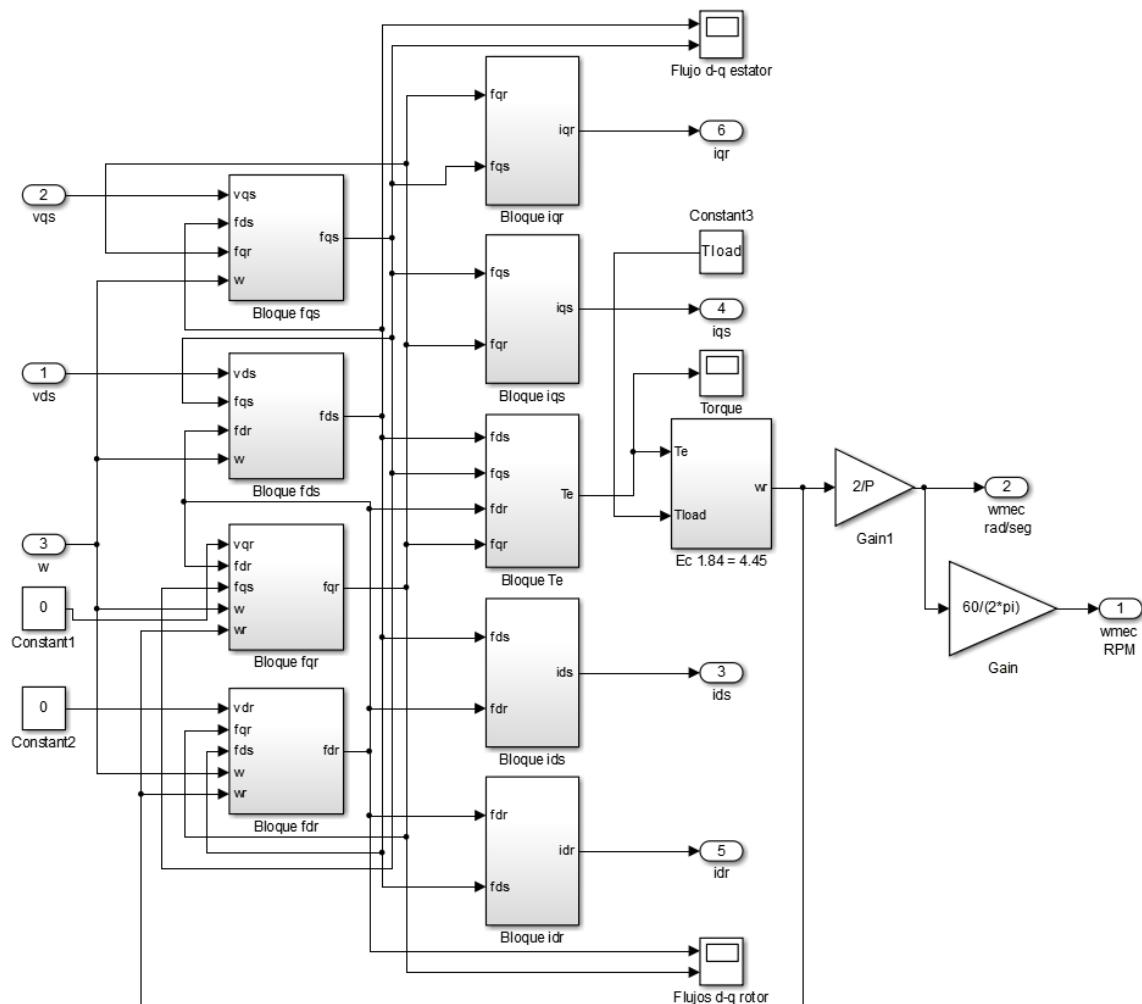


Figura 36. Diagrama de bloques del modelo del motor de inducción trifásico.

Fuente: Elaboración propia.

Finalmente, para realizar la simulación se incluye una fuente de tensión al modelo obtenido. Para esta simulación se ha fijado el sistema de coordenadas al estator, de tal manera que $\omega = 0$ y el sistema de coordenadas coincide con los ejes $\alpha\beta 0$, entonces:

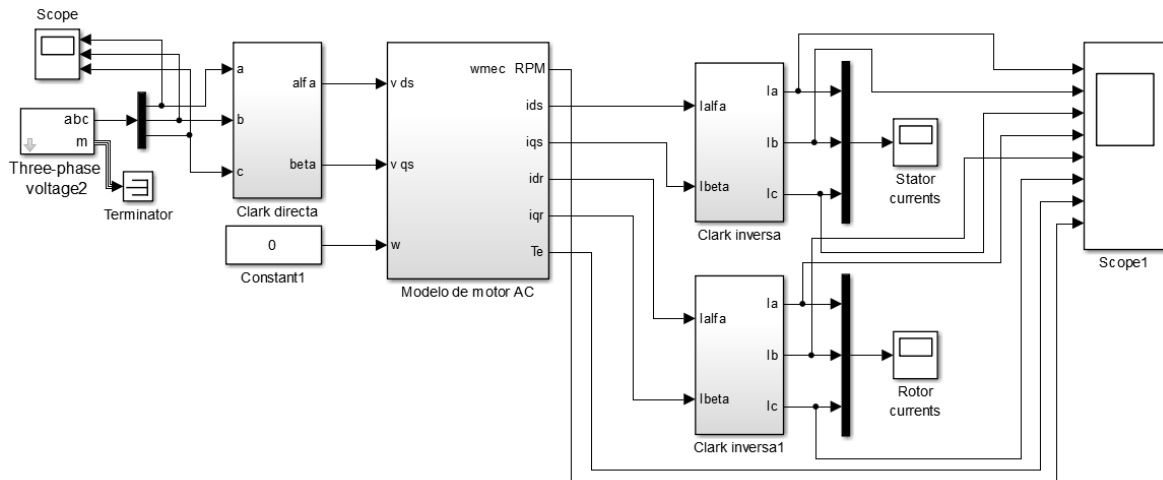


Figura37. Diagrama de bloques para la simulación del modelo obtenido.
Fuente: Elaboración propia.

Como se puede observar en la Figura 36 y en la Figura 37, el modelo obtenido permite observar el comportamiento de las corrientes en el estator, las corrientes en el rotor, la velocidad de giro del rotor y el torque que proporciona la máquina. Para los dos primeros casos, dado que las respuestas se encuentran en el sistema $\alpha\beta 0$, es necesario realizar la transformación inversa de Clark para obtener los comportamientos en el sistema ABC .

A continuación, se presentarán las respuestas las diferentes magnitudes mencionadas anteriormente:

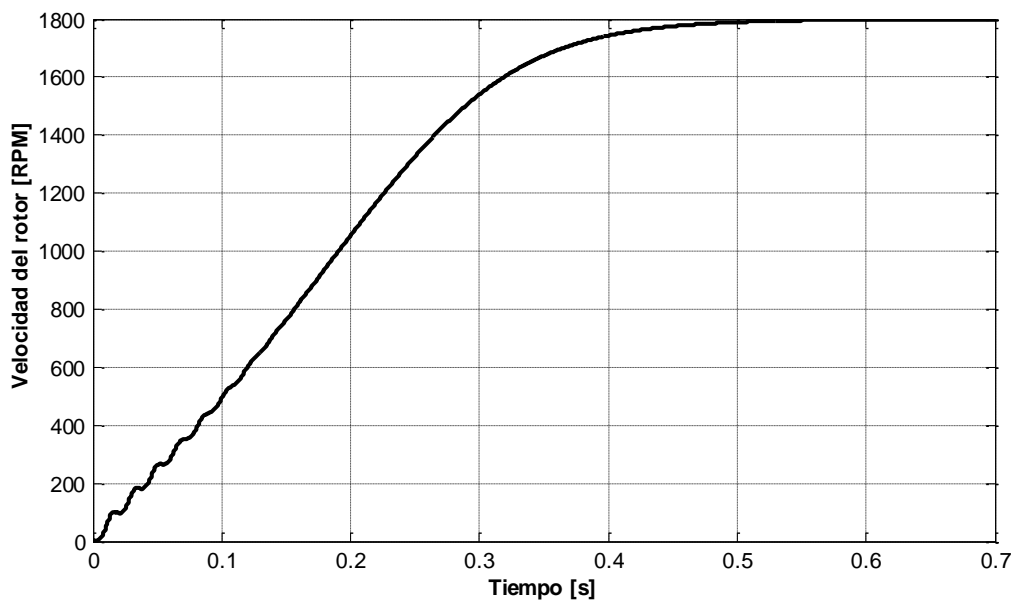


Figura 38. Respuesta de la velocidad angular mecánica del rotor.
Fuente: Elaboración propia

Como se puede ver, en el caso de la velocidad de giro del rotor, el sistema se aproxima a un sistema de primer orden. Se comprueba la rápida respuesta del motor para llegar a la velocidad de giro nominal.

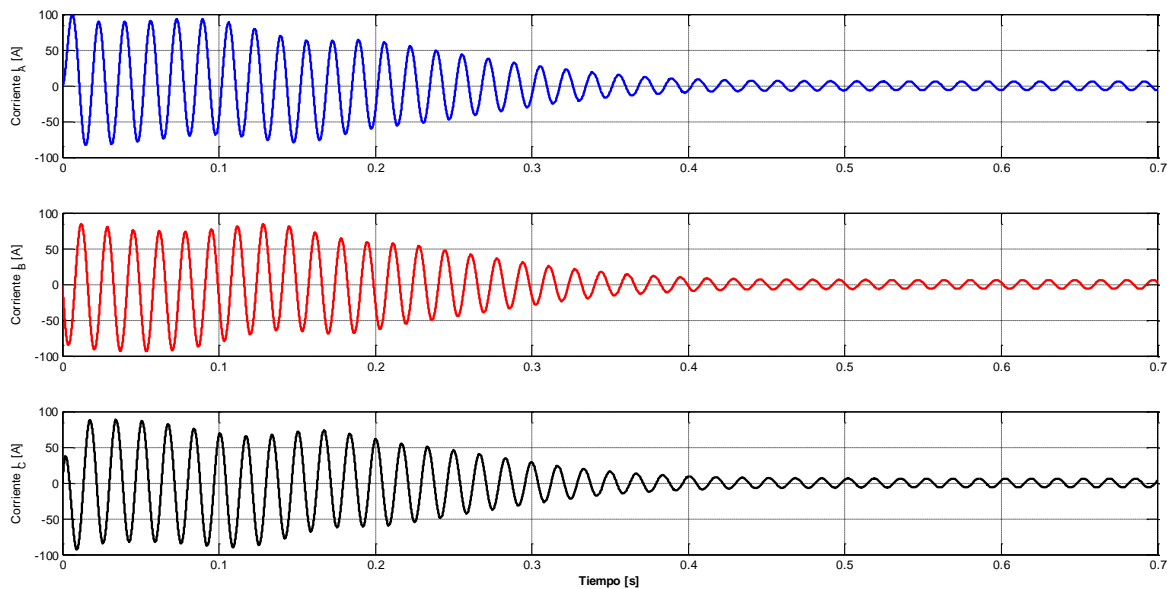


Figura 39. Corrientes en el estator en el sistema *ABC*.
Fuente: Elaboración propia.

En la Figura 39 se observa cómo se tienen corrientes altas al iniciar el funcionamiento, que es lo correcto ya que la máquina requiere de una intensidad de corriente mayor al arranque para proporcionar el torque necesario y vencer la inercia del eje del rotor. Una vez alcanzado el estado estacionario, las corrientes bajan a su valor nominal.

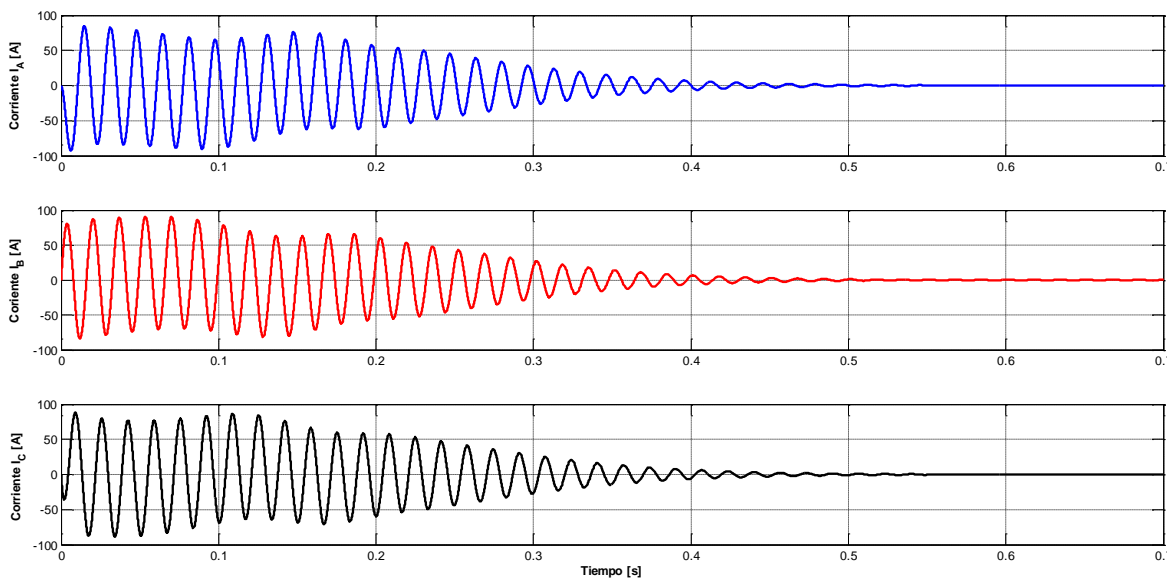


Figura 40. Corrientes en el rotor en el sistema *ABC*.
Fuente: Elaboración propia.

En el caso del rotor, en la Figura 40 se ve que las corrientes inducidas al momento de arranque son altas coincidiendo con las corrientes del estator, pero a medida que se llega al estado estacionario, estas disminuyen hasta hacerse prácticamente nulas.

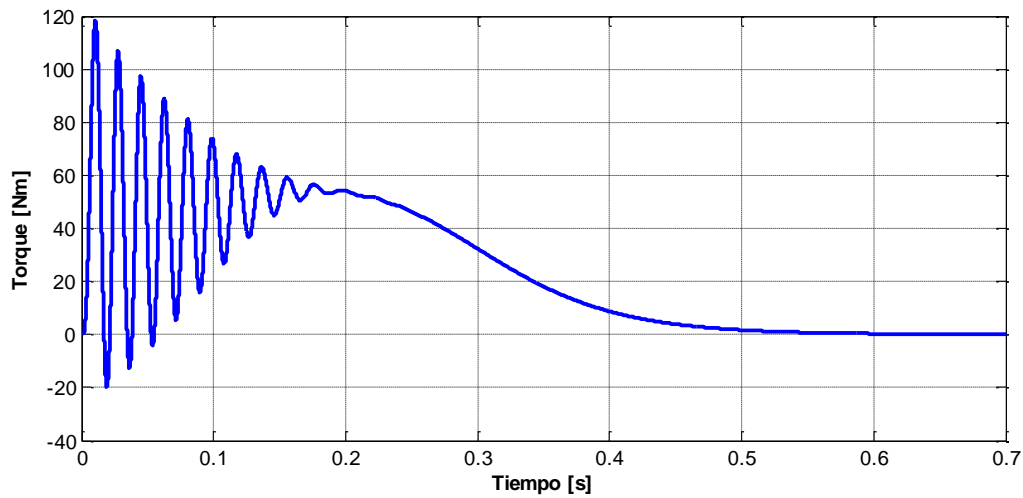


Figura 41. Respuesta del torque generado.
Fuente: Elaboración propia.

Por último, para el caso del torque generado, al no haber simulado una carga, sus variaciones solo dependen del hecho de vencer la inercia del rotor, así, en el estado transitorio va desde un valor máximo de torque hasta llegar a ser prácticamente nulo en el estado estacionario.

En la Figura 42, se muestran las respuestas de las variables antes señaladas (corrientes del estator, corrientes del rotor, velocidad y torque) que presenta [9]. Al compararlas con las respuestas del modelo que se obtuvo, se concluye que el modelo obtenido tiene una buena aproximación.

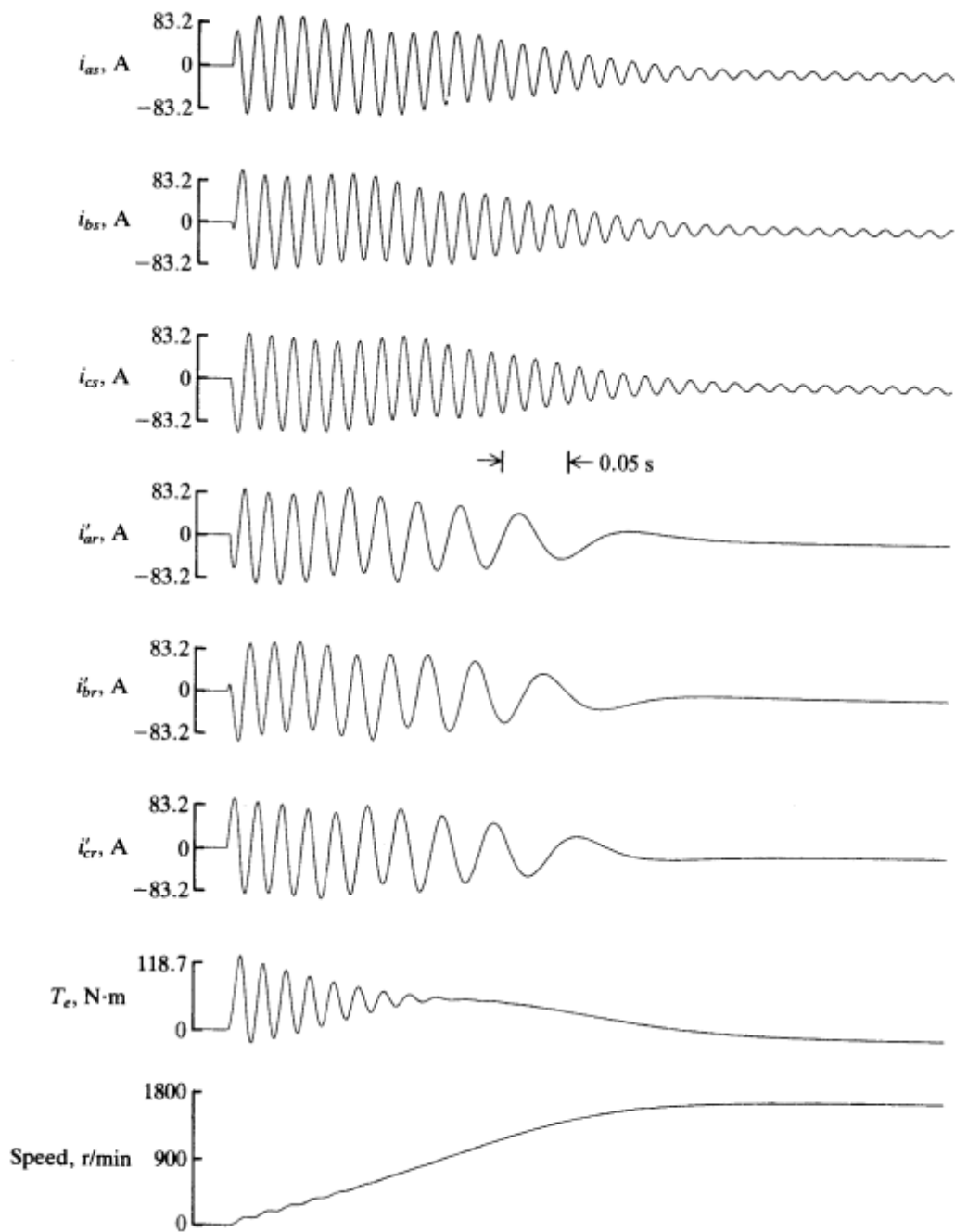


Figura 42. Respuestas de las variables del motor de inducción en [9].
Fuente: Krause, C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S., (2002), [9].

3.2.3. Parámetros del motor FESTO

Los parámetros que se presentan en la Tabla 8 corresponden al motor trifásico AC de la marca FESTO.

Tabla 8. Parámetros del motor AC FESTO.

Variable	Denominación	Unidades	Valor
V	Tensión de entrada	[V]	220
f	Frecuencia	[Hz]	60
Pot	Potencia	[KW]	0.25
r_s	Resistencia del estator	[Ω]	17.09
L_s	Inductancia del estator	[H]	0.4105
r_r'	Resistencia del rotor referida al estator	[Ω]	6.67
L_r'	Inductancia del rotor referida al estator	[H]	0.4105
L_m	Inductancia de magnetización	[H]	0.3754
P	Número de polos	--	4
J	Momento de inercia del rotor	[Kg.m ²]	0.0045
L_{load}	Carga	[N.m]	0

Fuente: Elaboración propia.

3.2.4. Simulación de motor FESTO

El diagrama de bloques utilizado para esta simulación es el mismo al presentado en la Figura 37. Los resultados son los siguientes:

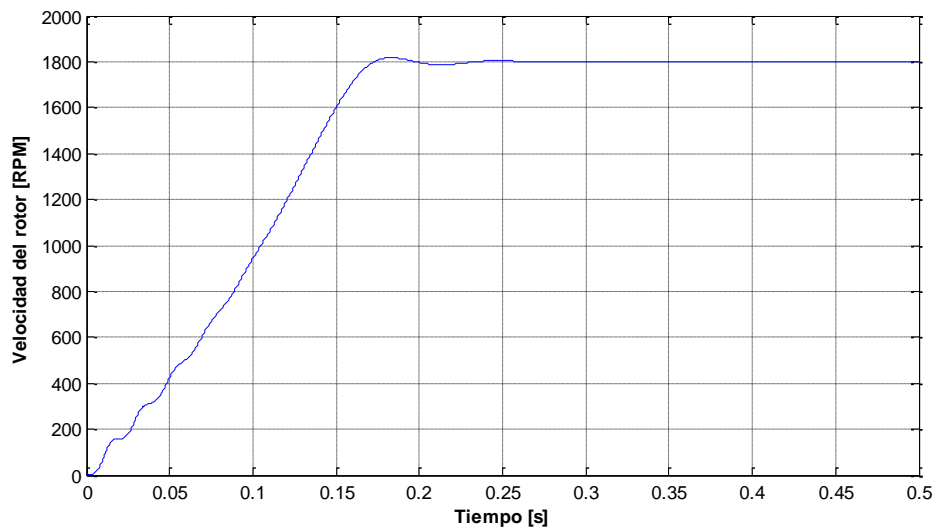


Figura 43. Respuesta de la velocidad angular mecánica del motor FESTO.

Fuente: Elaboración propia.

En el caso de las corrientes se tiene la siguiente respuesta:

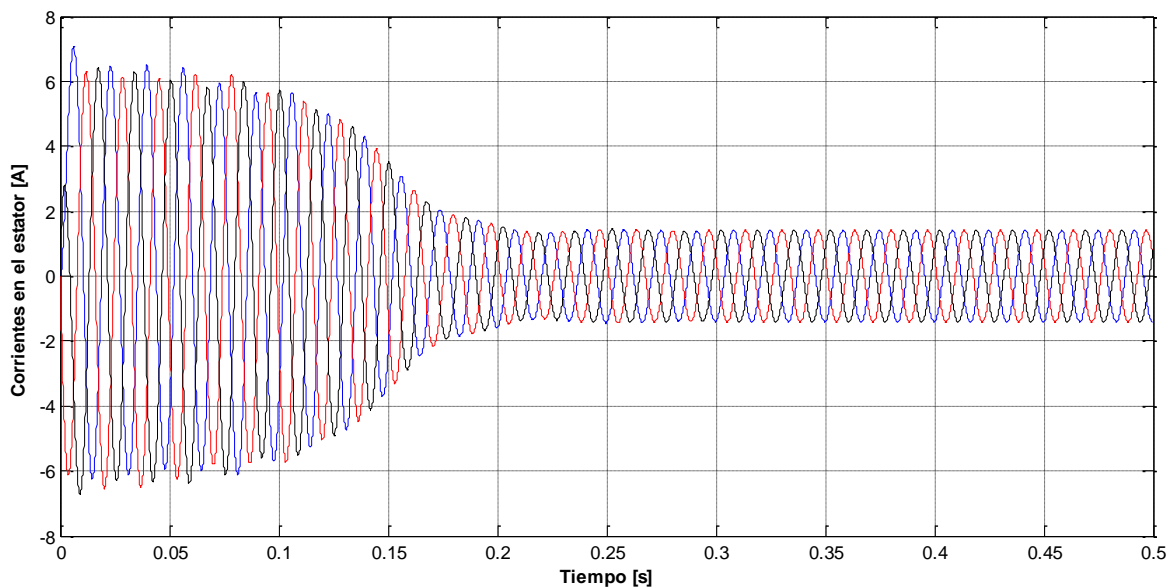


Figura 44. Corrientes simulación motor FESTO.
Fuente: Elaboración propia.

Haciendo un acercamiento a la zona que representa el estado estacionario del motor, se tiene:

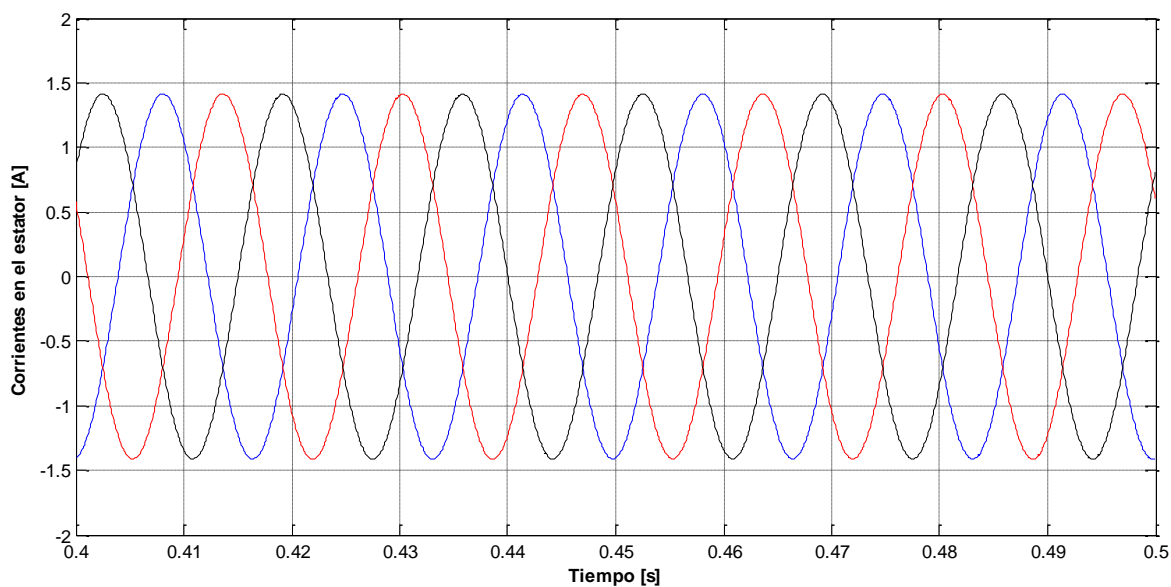


Figura 45. Acercamiento a corrientes en estado estacionario.
Fuente: Elaboración propia.

Se puede ver que las corrientes no superan los 1.5 A, valor que coincide con el que se muestra en la placa de datos del motor.

Finalmente, la curva del torque es la siguiente:

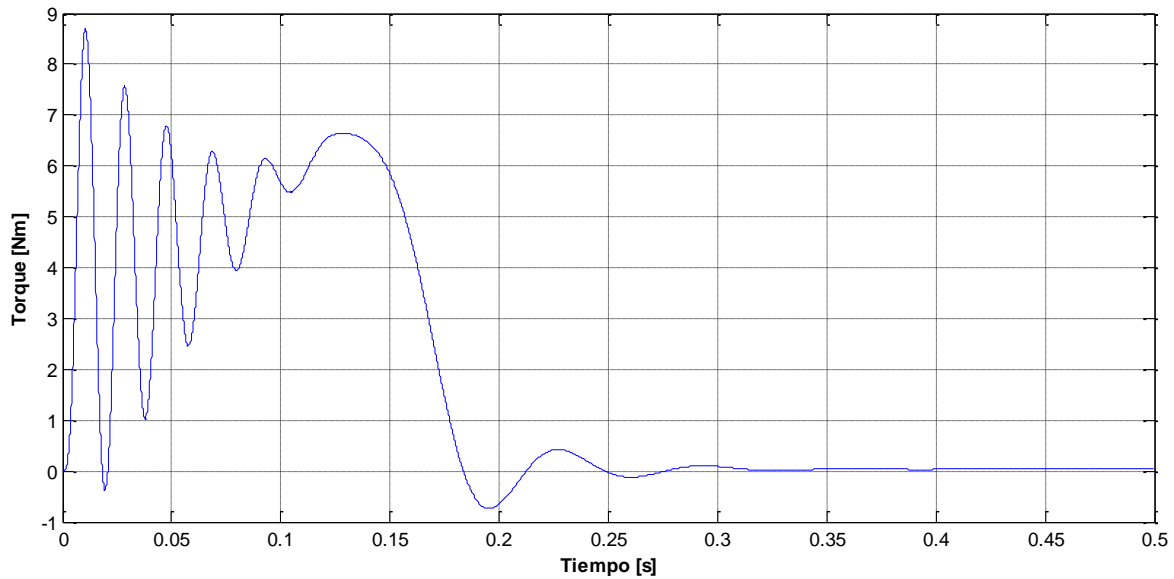


Figura 46. Respuesta del torque generado – Motor FESTO.
Fuente: Elaboración propia.

De la misma manera que en el caso del modelo del motor de [9], la Figura 46 muestra el comportamiento inicial del torque del motor FESTO, que al inicio presenta unas oscilaciones normales presentes durante el arranque para luego aproximarse a un torque de valor cercano a cero debido a la ausencia de carga.

3.3. Simulación de modelo en campo orientado

En el capítulo anterior se definieron las ecuaciones que representan al motor de inducción en campo orientado. Este modelo es el que se utilizó para realizar el control IFOC debido a que facilita el cálculo del flujo magnético y de su ángulo, que es necesario para realizar la transformación de Park (tanto la directa como la inversa) y también para calcular las componente de desacoplamiento que se mencionaron en el capítulo anterior.

3.3.1. Modelo en campo orientado

El diagrama de bloques para el modelo del motor de inducción en campo orientado es el siguiente:

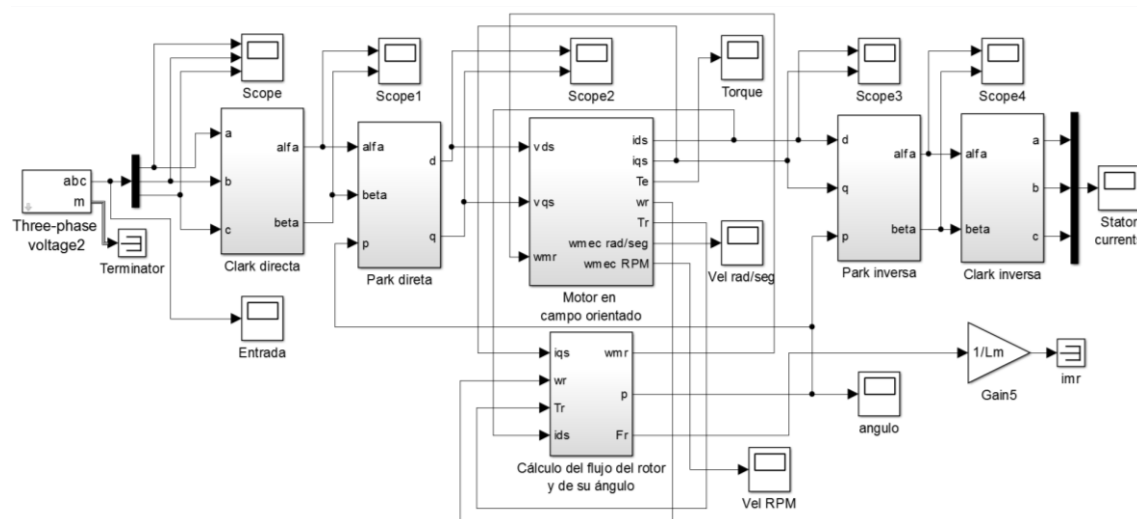


Figura 47. Diagrama de bloques de modelo en campo orientado.
Fuente: Elaboración propia.

El cálculo del flujo y su ángulo se ha colocado en un bloque separado para facilitar luego la distribución de bloques en el diagrama de control.

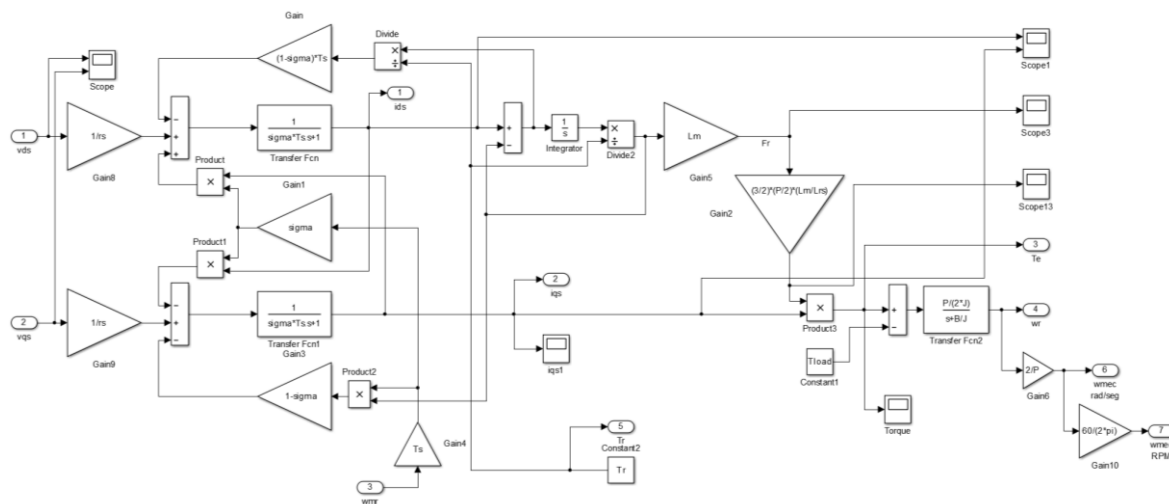


Figura 48. Bloque “Motor en campo orientado”.
Fuente: Elaboración propia.

Como se puede ver en la Figura 47, el modelo se alimenta con tensiones en los ejes d y q , por lo tanto es necesario aplicar las transformaciones de Clark y de Park a una fuente de alimentación trifásica.

3.3.2. Simulaciones

Las respuestas obtenidas con este modelo, manteniendo los parámetros del motor FESTO, se presentan en las siguientes figuras.

En el caso de la velocidad del rotor, se puede observar que de la misma forma que en la Figura 43 la velocidad alcanza los 1800 RPM.

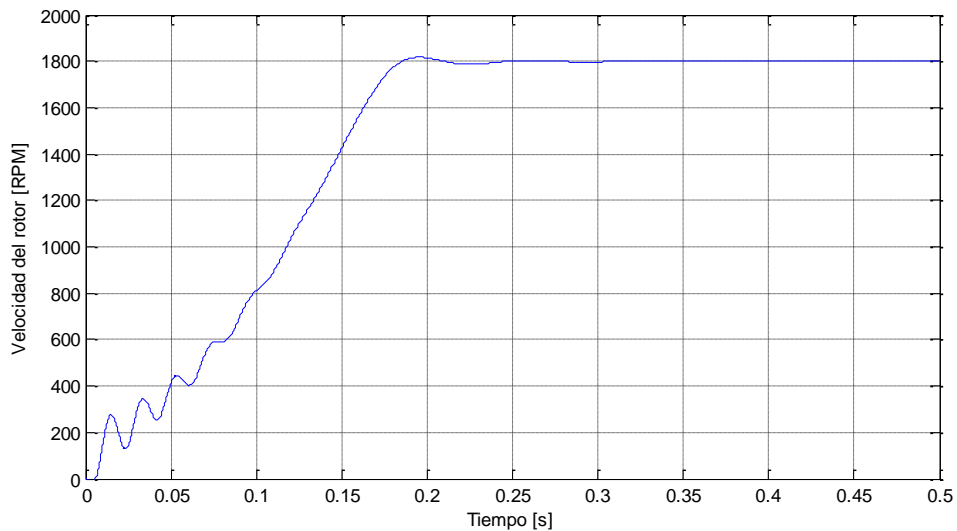


Figura 49. Respuesta de velocidad en modelo de campo orientado.

Fuente: Elaboración propia.

Para el caso de las corrientes se obtuvo la siguiente respuesta:

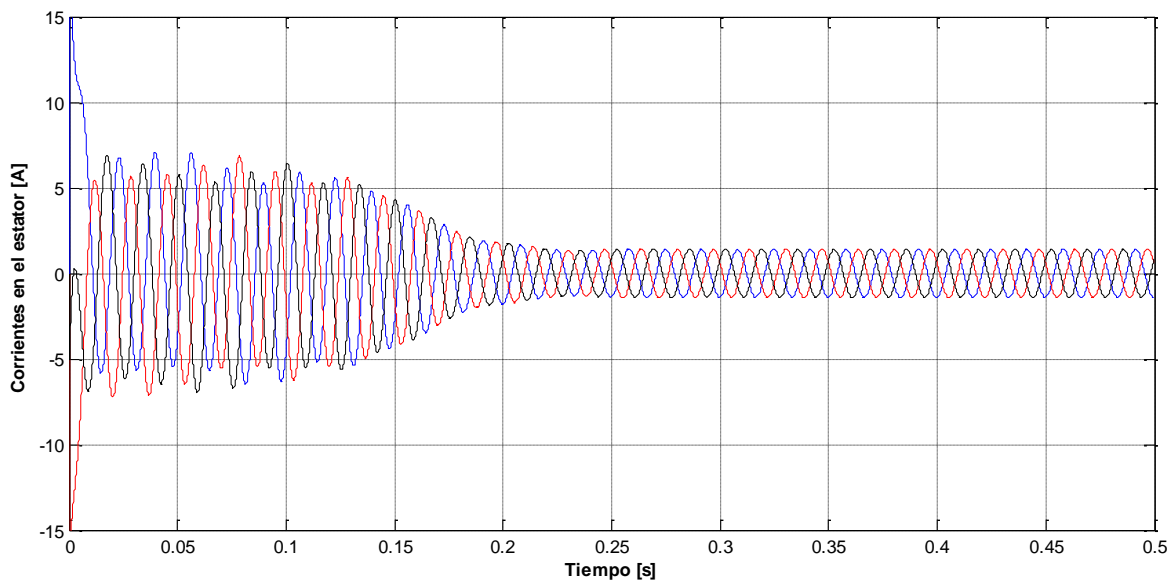


Figura 50. Respuesta de corrientes en modelo de campo orientado.

Fuente: Elaboración propia.

Haciendo un acercamiento a la zona de comportamiento estacionario se observa que no se alcanzan los 1,5 amperios, que coincide con lo que se mostró en la Figura 45.

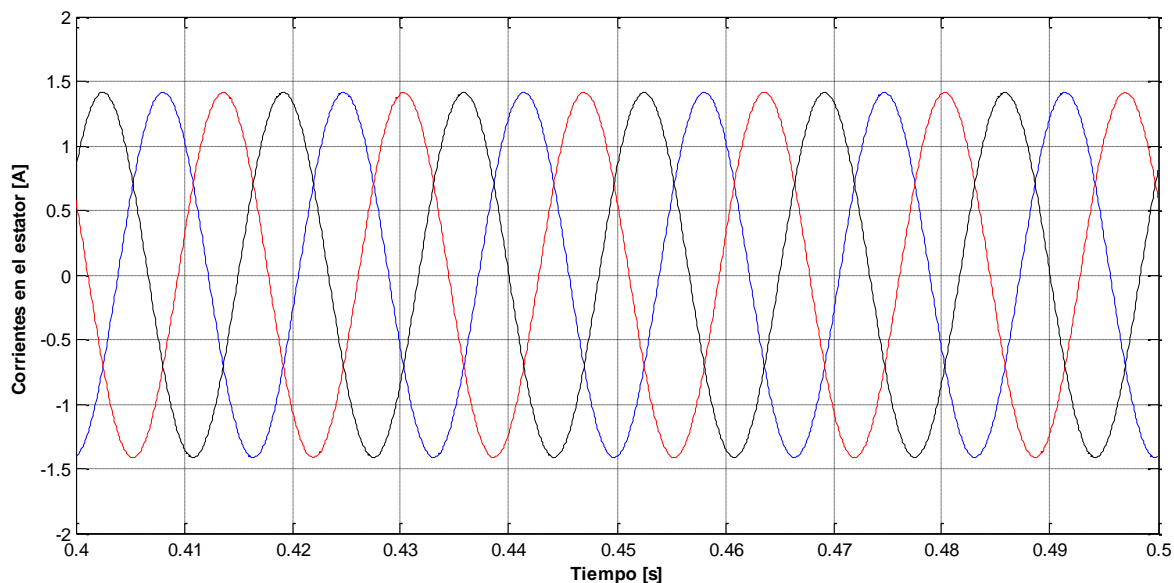


Figura 51. Acercamiento a corrientes en estado estacionario de modelo en campo orientado.

Fuente: Elaboración propia.

Y finalmente para el caso del torque se obtuvo:

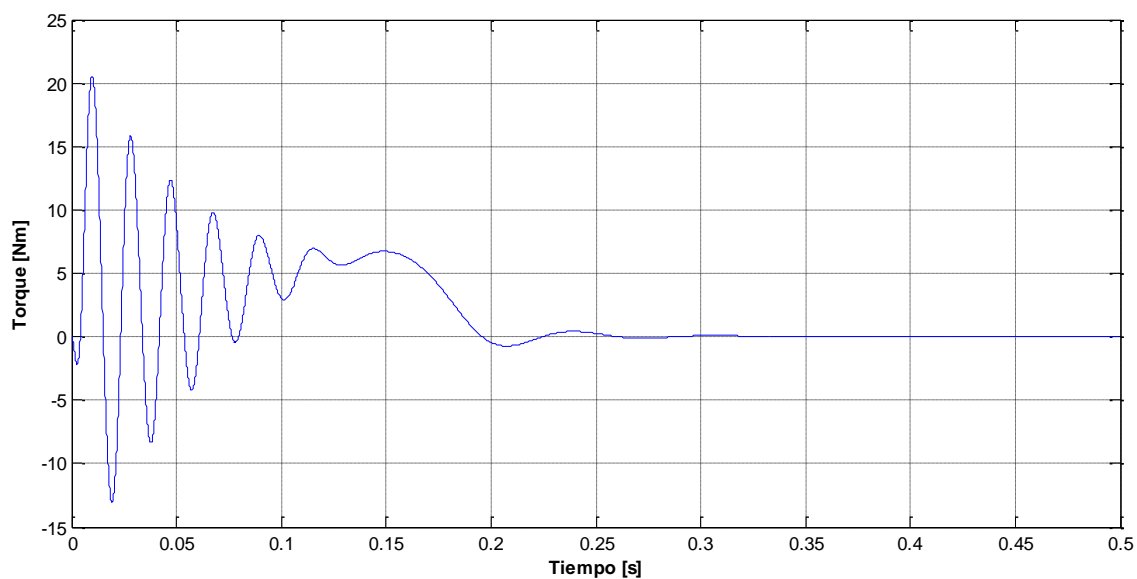


Figura 52. Respuesta de torque en campo orientado.

Fuente: Elaboración propia.

Las Figuras 49 a 52 corresponden con las Figuras 43 a 46, el tiempo de duración del arranque es de 0.5 segundos en ambos grupos de figuras, la velocidad alcanzada es de 1800 RPM y los niveles de las corrientes y del torque son bastante similares, por lo que se puede concluir que ambos modelos son equivalentes.

3.4. Simulación de control IFOC

El diagrama de bloques que se implementó en Simulink para realizar la simulación del control IFOC se muestra en la Figura 53.

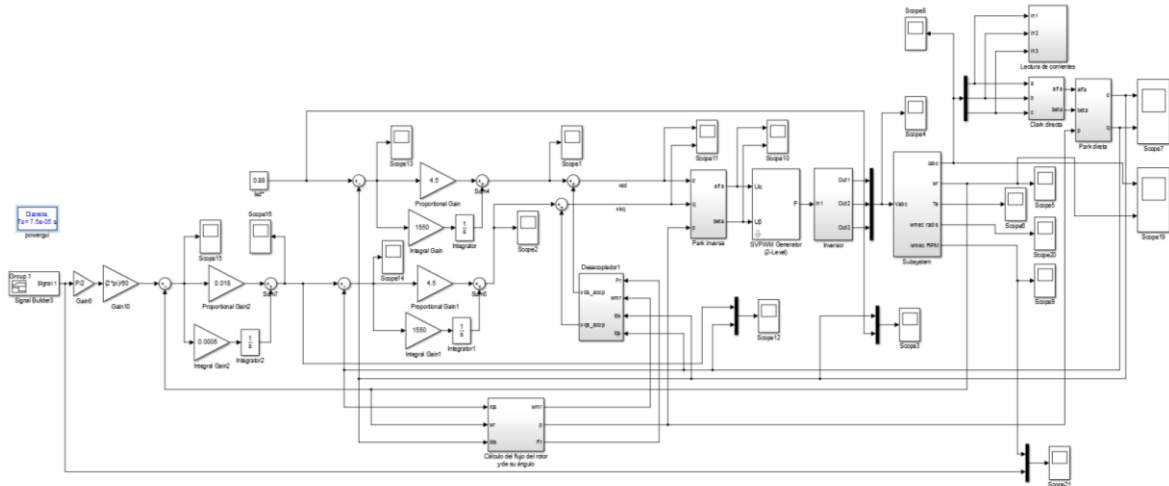


Figura 53. Diagrama de bloques para simulación de control IFOC.

Fuente: Elaboración propia.

Este esquema es correspondiente con el presentado en la Figura 12. Se tienen dos controladores PI para las corrientes, y otro controlador PI para la velocidad. Además se tiene un bloque para el cálculo del flujo del rotor y también un bloque dedicado al cálculo de las componentes de acoplamiento de las tensiones.

3.4.1. Descripción de bloques en Simulink

En el esquema de control IFOC se tienen básicamente cuatro bloques sin los cuales no se podría realizar el control.

El primer grupo de bloques es el que corresponde al controlador PI. Esta variación de un controlador PID es ampliamente utilizado en el control vectorial. Se ha trabajado con la configuración en paralelo típica de este tipo de controladores.

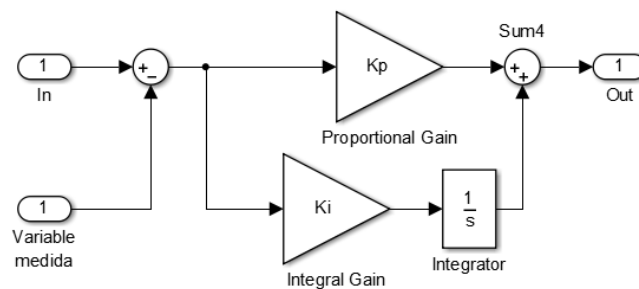


Figura 54. Bloques para controlador PI.

Fuente: Elaboración propia.

El desacoplamiento de las tensiones es una de las partes más importantes del control IFOC, y permite realizar un control directo de las corrientes I_{ds} y I_{qs} , asemejando el control vectorial al control de un motor de corriente continua. Las ecuaciones (72) y (73) permiten realizar el desacoplamiento y se representan en el diagrama de bloques de la Figura 56.

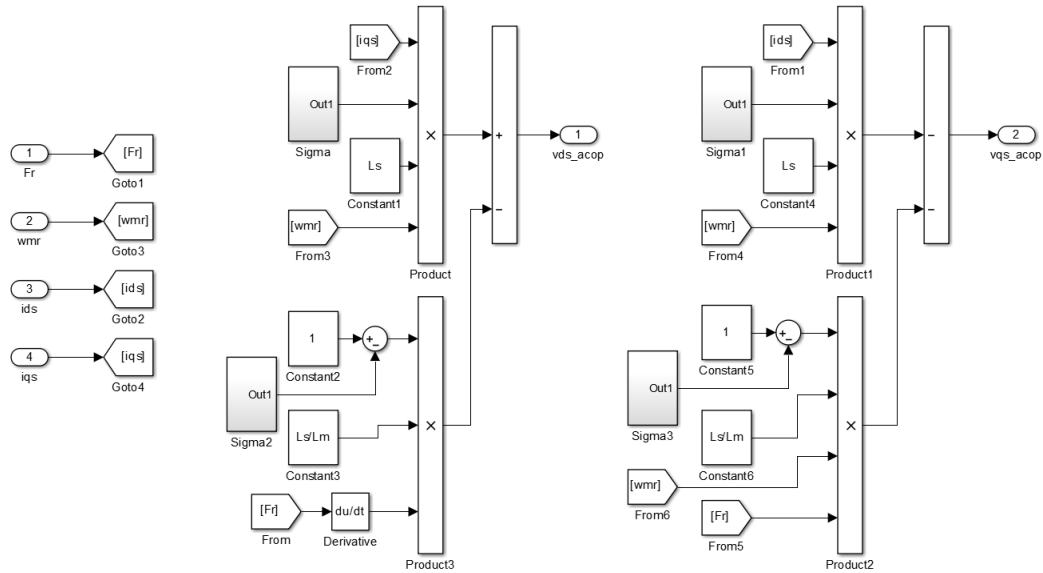


Figura 56. Bloques para el cálculo de las tensiones de desacoplamiento.
Fuente: Elaboración propia.

Finalmente, el bloque SVPWM es otro de los componentes importantes del control IFOC. En la sección 2.6 de este trabajo se desarrolló el procedimiento y también las ecuaciones de la generación PWM.

Si bien se logró implementar en Simulink todas las ecuaciones, se tenía el problema del tiempo de cálculo requerido por el computador para obtener un resultado de este bloque. También se pudo verificar que el tiempo requerido era tan alto que no podía ser implementado en tiempo real.

Se optó entonces por utilizar uno de los bloques que proporciona Simulink, que es el “SVPWM Generator” y que se muestra en la Figura 57. Este bloque, como es de esperarse, se encuentra optimizado y al utilizarlo se logró reducir los tiempos de cálculo.

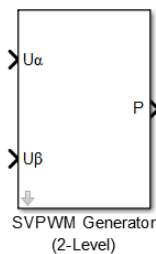


Figura 57. Bloque de generación SVPWM.
Fuente: Elaboración propia.

3.4.2. Simulación de control de velocidad

En esta simulación se desea verificar la respuesta del control IFOC ante cambios en la referencia de velocidad. Se hacen variaciones de hasta 300 RPM considerando 1700 RPM como el punto de operación.

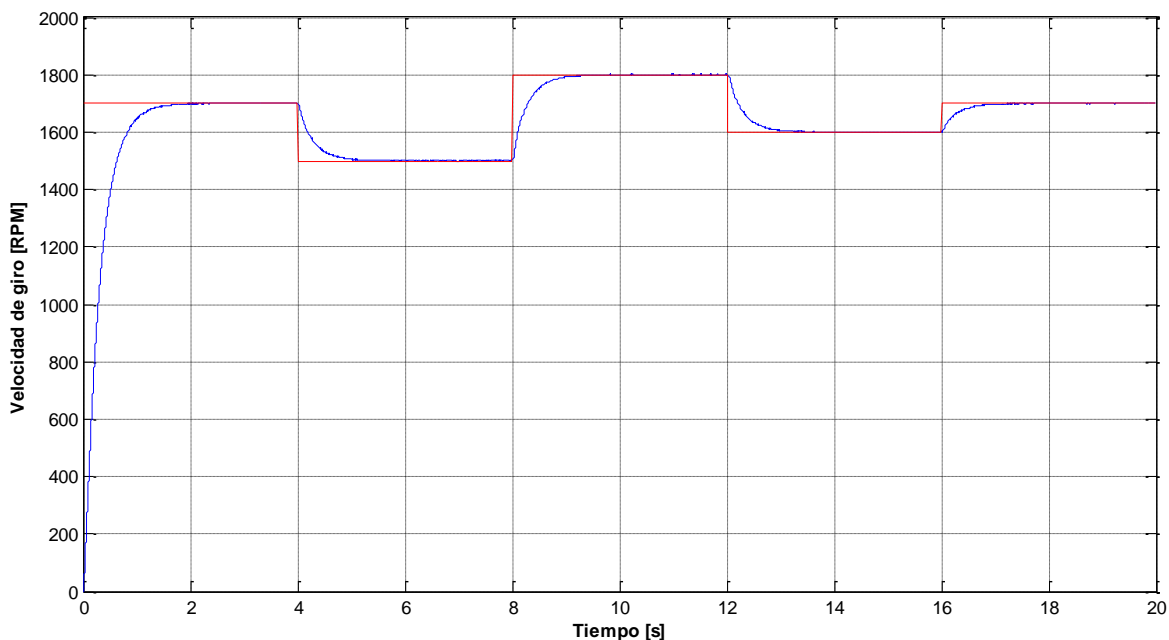


Figura 58. Respuesta del control IFOC ante cambios de velocidad.

Fuente: Elaboración propia.

En la Figura 58 se puede ver que la respuesta de velocidad del motor alcanza la referencia. Además tiene una buena repuesta ante las variaciones que se realizaron.

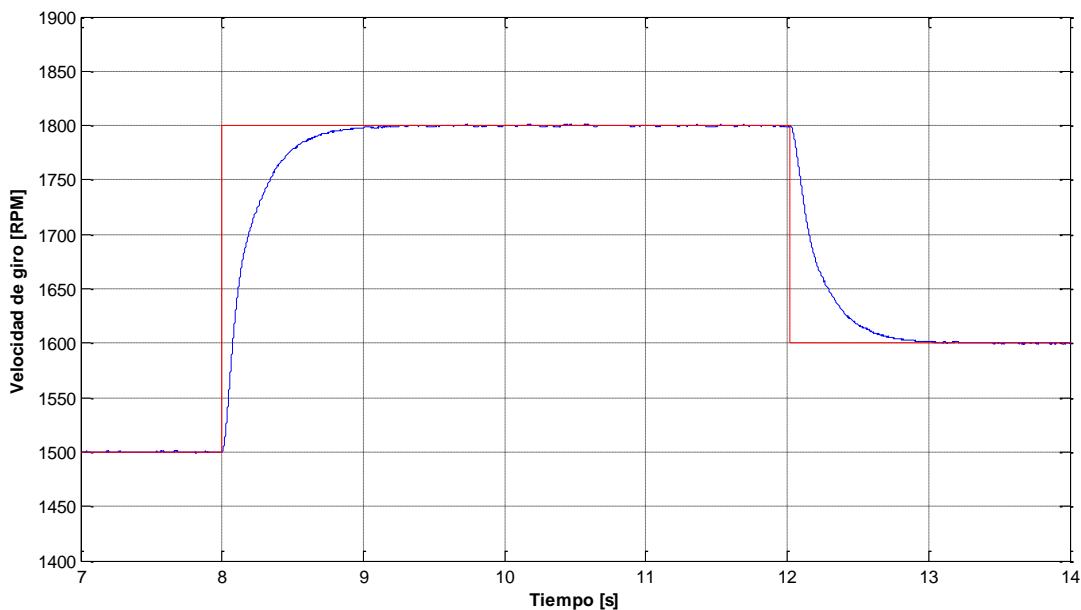


Figura 59. Respuesta del control IFOC ante cambios de velocidad.

Fuente: Elaboración propia.

Es interesante ver el comportamiento de las corrientes ante las variaciones de velocidad. En las siguientes figuras se mostrará el comportamiento de las corrientes a diferentes niveles de velocidad. Cabe mencionar que solamente se graficará la corriente de una sola fase, con la finalidad no recargar el gráfico y tener una mejor visión de su comportamiento.

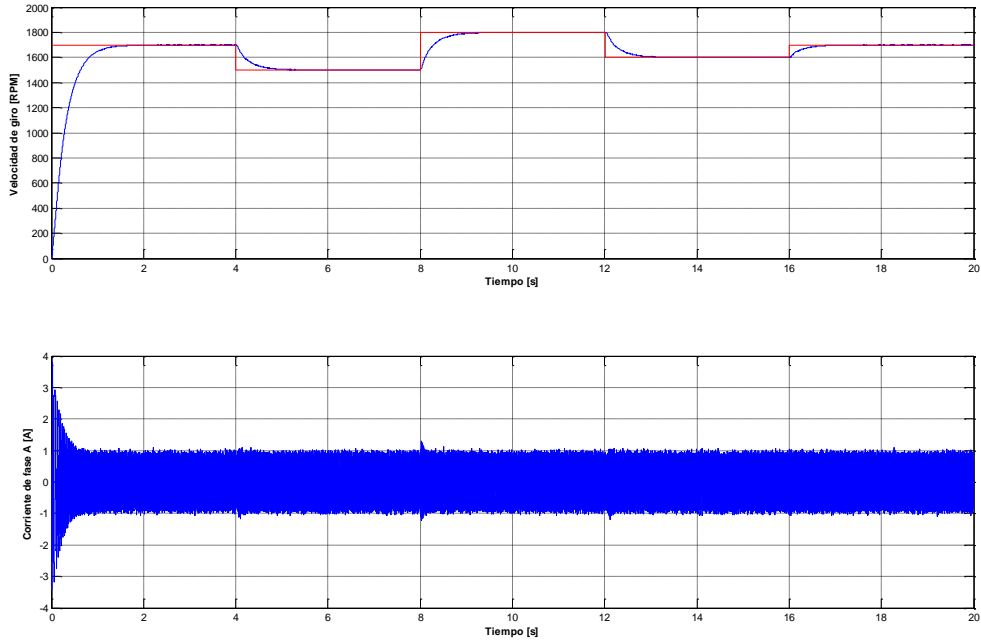


Figura 60. Comportamiento de la corriente ante los cambios de velocidad.
Fuente: Elaboración propia.

En la Figura 60 se pueden observar los pequeños picos de corriente al momento de realizar los cambios de velocidad. También, al inicio de la simulación se tiene el típico pico de corriente correspondiente al arranque del motor:

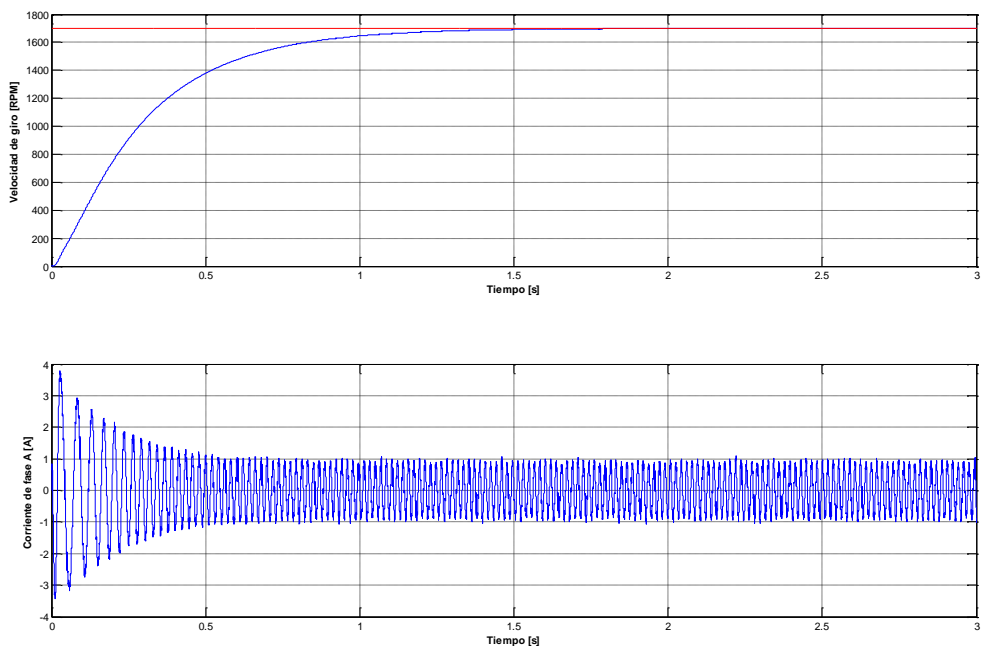


Figura 61. Comportamiento inicial de la corriente.
Fuente: Elaboración propia.

El pico de corriente alcanza aproximadamente diez veces el valor de la corriente en estado estacionario a 1700 RPM.

La forma de la onda de corriente de la fase A para 1700 RPM se muestra en la Figura 62. Al calcular algunos parámetros de esta onda, se tiene que su frecuencia tiene un valor de aproximadamente 58 Hz., y su amplitud promedio es de 0.84 A.

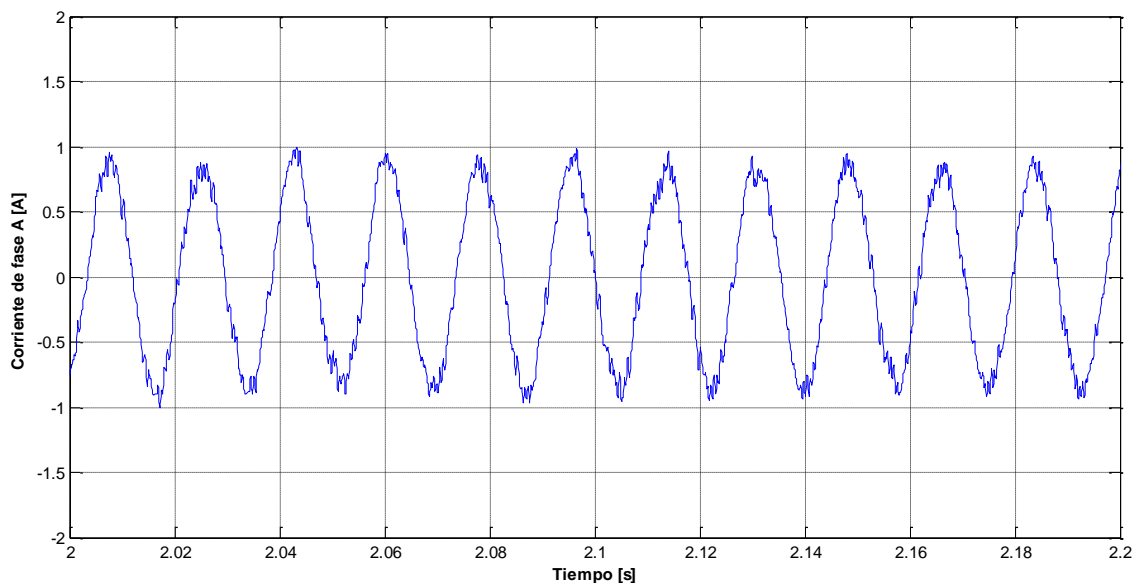


Figura 62. Comportamiento inicial de la corriente a 1700 RPM.

Fuente: Elaboración propia.

En la Figura 63 se muestra la onda de corriente para 1500 RPM. Al calcular la frecuencia se obtiene aproximadamente 49 Hz., y la amplitud promedio tiene un valor de 0.87 A.

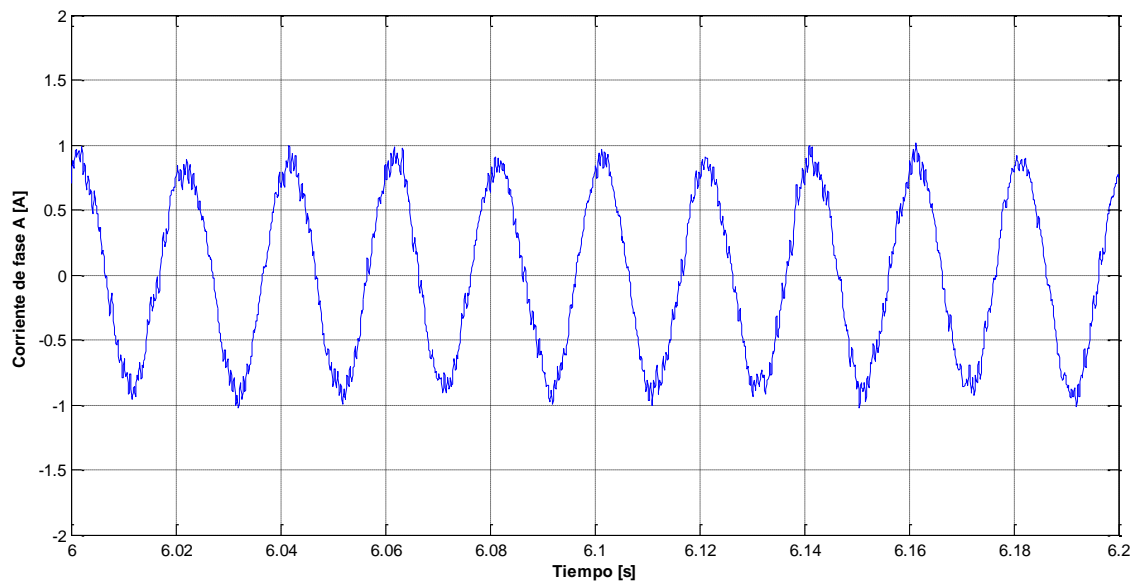


Figura 63. Comportamiento inicial de la corriente a 1500 RPM.

Fuente: Elaboración propia.

Finalmente, en la Figura 64 se muestra la onda de corriente para el caso de 1800 RPM. En este caso, la frecuencia que se obtiene es de aproximadamente 61 Hz., y la amplitud promedio de la onda tiene un valor de 0.8 A.

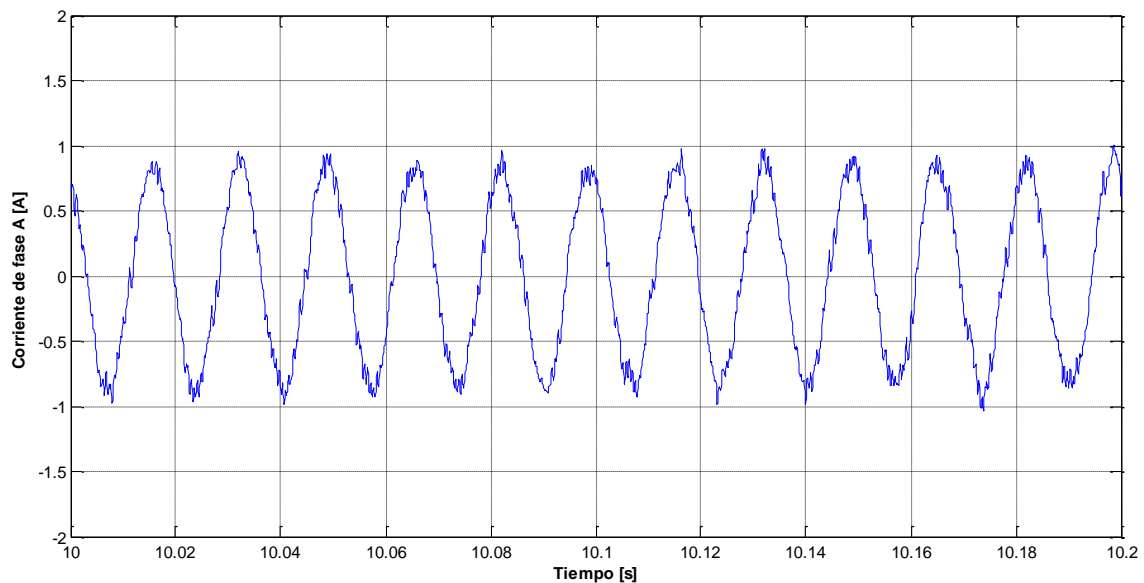


Figura 64. Comportamiento inicial de la corriente a 1800 RPM.
Fuente: Elaboración propia.

En las tres últimas figuras se pueden observar las variaciones en la frecuencia y amplitud de las corrientes que se obtienen al realizar variaciones a la referencia de velocidad. Se puede deducir que la relación entre frecuencia y velocidad es directamente proporcional, mientras que la relación entre amplitud y velocidad es inversamente proporcional. Este comportamiento será verificado en el siguiente capítulo, donde se presentarán los resultados de la implementación del controlador.

Capítulo 4

Implementación experimental y resultados

4.1. Introducción

En este capítulo se describen todos los componentes de hardware y software que fueron necesarios para realizar la implementación del método de control propuesto en este trabajo. En la Figura 65 se muestra la distribución de los equipos utilizados.

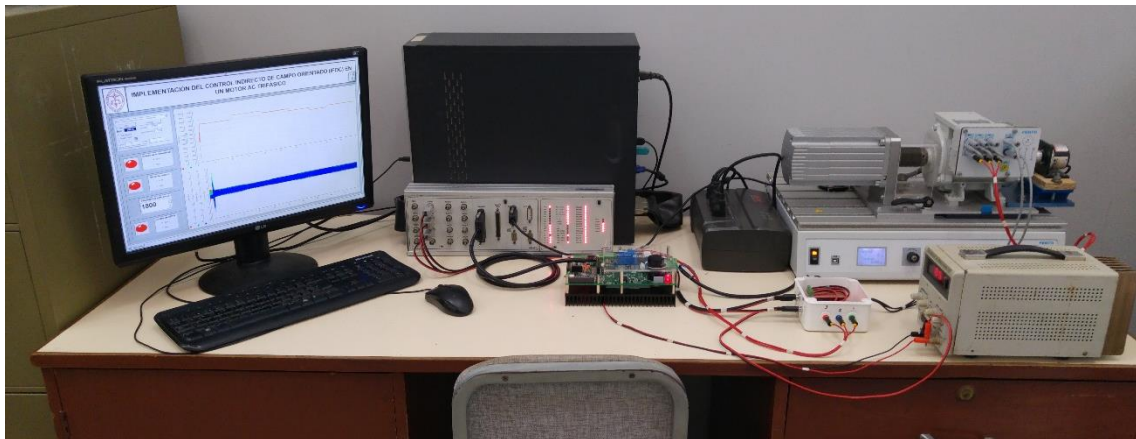


Figura 65. Distribución de los equipos para la implementación.
Fuente: Elaboración propia.

Los componentes de hardware se componen básicamente por el banco de pruebas de motores, el motor de inducción, el inversor y una tarjeta DSP. Los componentes de software, de los programas utilizados para realizar la implementación, así como también por los diagramas que representan el algoritmo de control IFOC.

Todas las hojas de datos relevantes serán adjuntadas a modo de anexos al final de este trabajo.

4.2. Banco de pruebas

El banco de pruebas para motores de la marca FESTO permite realizar ensayos en diferentes tipos de motores y cuenta con un servomotor con el que se pueden aplicar diferentes tipos de cargas a los motores que se prueben. La Figura 66 muestra el banco de pruebas con el motor de inducción instalado.



Figura 66. Banco de pruebas para motores – FESTO.
Fuente: Elaboración propia.

El control de este equipo puede realizarse por dos métodos diferentes: Mediante la manipulación directa de su panel de control o mediante el uso del software dedicado que ofrece FESTO.

4.3. Motor de inducción

El motor de inducción de la marca FESTO cuenta con una serie de características que lo hacen adecuado para ser utilizado como motor de pruebas en un laboratorio. Entre estas características se tienen:

- Diseño especial (construcción robusta) con fines de resistencia a pruebas.
- Protección térmica para los enrollamientos.

Los datos de placa del motor se muestran en la Tabla 9.

Tabla 9. Datos de placa del motor AC.

Potencia	0.25 kW
Tipo de conexión	Estrella / Delta
Tensión nominal	400 / 230 V
Corriente nominal	0.76 / 1.32 A
Frecuencia	50 Hz
Velocidad nominal	1350 RPM

Fuente: Elaboración propia.

Anteriormente se ha mencionado que la frecuencia considerada para las simulaciones fue de 60 Hz., esto es debido a que finalmente se aplicará una tensión de 60 Hz. ya que es la frecuencia de la red eléctrica del país.

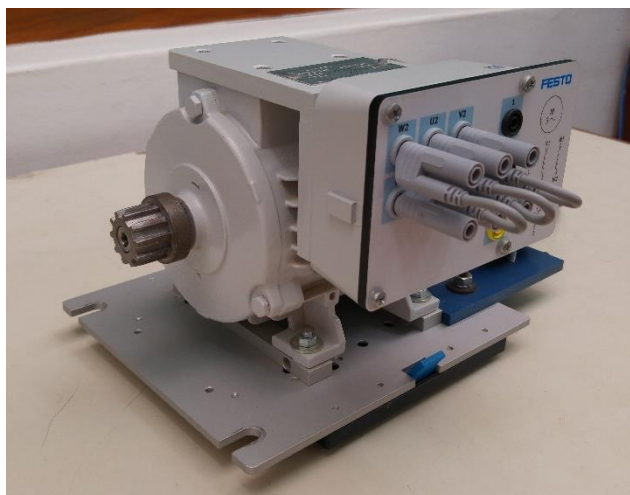


Figura 67. Motor de inducción – FESTO.
Fuente: Elaboración propia.

4.4. Driver (inversor)

El algoritmo de control IFOC que se implementará, realiza el cálculo de las señales PWM que necesita el inversor para generar la tensión trifásica que alimenta al motor.

El inversor que se utilizó en este caso es el modelo ACPM750 de la marca TECHNOSOFT, que se muestra en la Figura 68. Este inversor funciona directamente conectado a una tarjeta DSP de la misma marca que facilita su control. Para este trabajo se utilizó otra tarjeta DSP que se menciona en el siguiente apartado.

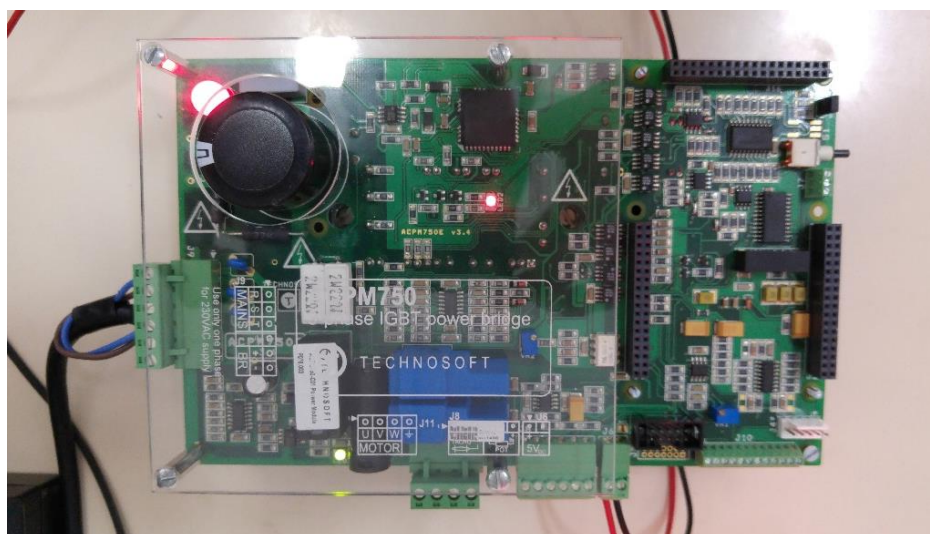


Figura 68. Inversor ACPM750 - TECHNOSOFT.
Fuente: Elaboración propia.

4.5. Plataforma dSPACE

4.5.1. Arquitectura del sistema

dSPACE es una plataforma basada en DSP, que está formada por hardware y software. El software es un conjunto de programas que requieren del hardware para su correcto funcionamiento, además esta parte está compuesta por una serie de herramientas para llevar a cabo un proceso de control, cabe mencionar que éstas trabajan en conjunto con MATLAB, adhiriéndose a las librerías de Simulink una vez instalado [18].

Entre las herramientas mencionadas se cuentan con una interfaz de tiempo real (*Real Time Interface*), software para pruebas y experimentación (entre ellos ControlDesk, que es el utilizado en este trabajo). En la parte de hardware se trabaja con una tarjeta integrada la cual se instala en la placa madre de un computador, dSPACE ofrece varios tipos de estas tarjetas con distintas especificaciones y potencialidades, dependiendo del tipo de trabajo o proceso que se requiera desarrollar [18, 28, 29].

4.5.2. Software ControlDesk

Este software que provee todas las funciones de control, monitoreo y automatización experimental, por lo tanto facilita y hace más eficiente el desarrollo del controlador [30]. Desde su interfaz es posible controlar un proceso en tiempo real. ControlDesk hace uso del diagrama de bloques del proceso que se desarrolle en Simulink, mediante las librerías de dSPACE, que hace posible que se pueda observar en tiempo real cómo varían las diferentes variables del proceso y del controlador al variar algún parámetro relevante [29, 31].

4.5.3. Tarjeta DS1104

Esta tarjeta ha sido diseñada para el desarrollo de controladores digitales multivariables de alta velocidad y para simulaciones en tiempo real. Esta tarjeta complementa el computador para desarrollar sistemas capaces de realizar un control más rápido. Sus interfaces de entrada y salida la hacen ideal para desarrollos de control muy variados [28].

El control y procesamiento en tiempo real es posible debido a que internamente está dividida en bloques funcionales que hacen que el procesamiento sea más rápido. También posee conversores analógicos-digitales, conversores digitales-analógicos, entradas y salidas digitales y puertos seriales para facilitar la comunicación con el exterior, lo que posibilita el envío y adquisición de datos en tiempo real [28].



Figura 69. Tarjeta DS1104.
Fuente: <http://www.dspace.com>.

4.6. Sensores de corriente

Para la medición de la corriente se utilizará el sensor presentado en la Figura 70. Este sensor cuenta con el circuito integrado ACS712 del fabricante Allegro MicroSystems, Inc., y permite hacer la medición de corriente alterna de hasta 5 amperios.

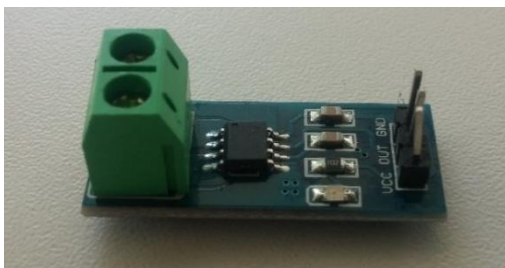


Figura 70. Sensor de corriente.
Fuente: Elaboración propia.

Debido a que se necesita realizar la medición de las corrientes en las tres fases del motor, se elaboró el módulo presentado en la Figura 71, que al contar con tres sensores permite medir las corrientes en las tres fases.

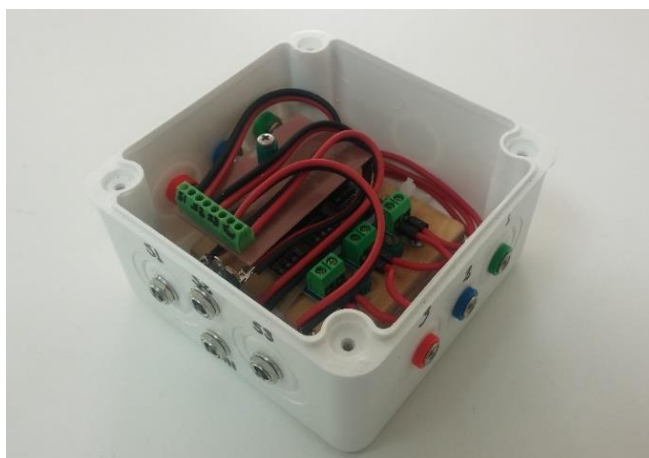


Figura 71. Módulo para medición de corriente (3 sensores).
Fuente: Elaboración propia.

Cabe mencionar que fue necesario hacer el acondicionamiento de las lecturas de los sensores para tener una lectura más clara de la información. El acondicionamiento se realizó mediante software, aplicando filtros que eliminan el ruido de alta frecuencia presente en la señal.

4.7. Sensor de velocidad

El sensor de velocidad es el modelo HE50B-8-1024-3-N-24 del fabricante HANYOUNG NUX. Es un *encoder* rotativo tipo incremental, se muestra en la Figura 72.



Figura 72. Sensor de velocidad.
Fuente: Elaboración propia.

4.8. Validación del modelo matemático

Antes de realizar la implementación, en este apartado se realiza la validación del modelo matemático. Para realizar la validación, se llevó a cabo una prueba a lazo abierto del motor y se observó su respuesta.

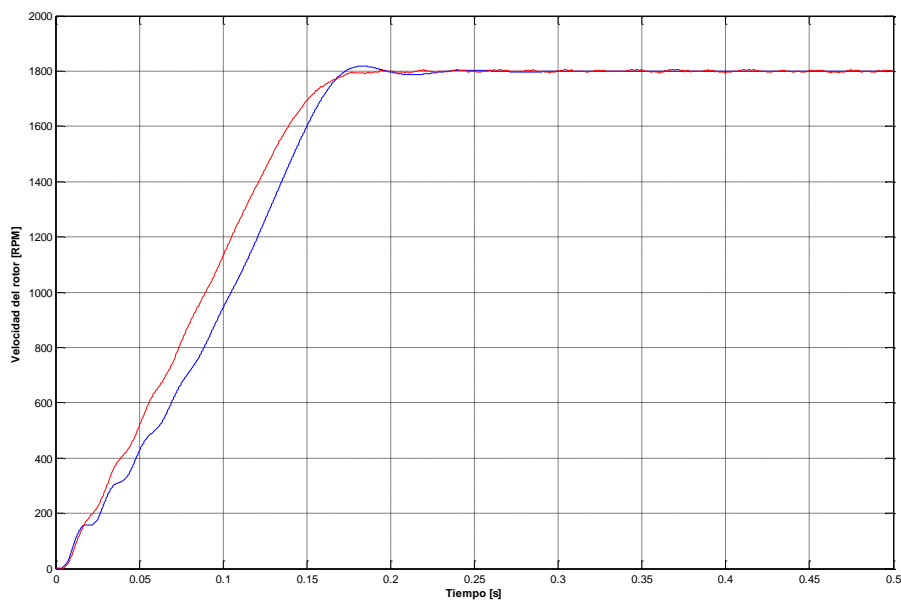


Figura 73. Interface elaborada en ControlDesk.
Fuente: Elaboración propia.

La Figura 73 muestra la respuesta de velocidad del modelo del motor de inducción (línea de color azul) y la respuesta de la velocidad del motor FESTO (línea de color rojo). Como se puede ver, en ambos casos se llega a una velocidad máxima de 1800 RPM y la dinámica de la respuesta es bastante similar, con lo que se puede concluir que el modelo matemático corresponde al sistema real, y ha sido validado.

4.9. Implementación del sistema de control

La implementación se realizó en el Laboratorio de Sistemas Automáticos de Control de la Universidad de Piura. En la Figura 65 se mostró la distribución de todos los equipos utilizados en este trabajo.

Antes de realizar la implementación de todos los equipos fue necesario analizar cada elemento por separado. Para el caso del inversor se realizaron diversas pruebas de envío y lectura de datos antes de alimentar al motor, para así verificar las tensiones de salida de este equipo y evitar posibles situaciones que pudieran afectar al motor.

Para el caso de los sensores, también fue necesario realizar pruebas previas para analizar la lectura de las variables. En el caso del sensor de velocidad fue necesario acondicionar la señal por medio de un filtro pasa-bajo para reducir la presencia de ruido en la señal. En el caso de los sensores de corriente, fue necesario hacer una calibración previa, asegurar una alimentación constante para no afectar la lectura, y también se utilizaron filtros pasa-bajos para reducir el ruido presente en las lecturas.

Otro punto que se analizó fue el que respecta al tiempo de muestreo del proceso. En un inicio no fue posible realizar las pruebas en tiempo real debido a que el tiempo de muestreo era muy pequeño (1 microsegundo) y el tiempo necesario para realizar todos los cálculos involucrados era mayor.

Una de las primeras alternativas de solución al problema anterior fue el de aumentar el tiempo de muestreo. Al hacer esto, se corre el riesgo de que la frecuencia de operación de los transistores del inversor se vea afectada, haciendo que las señales PWM no tengan la frecuencia necesaria y por lo tanto, el control no funcione. Efectivamente, en algunos ensayos se comprobó que el control no podía ser aplicado con un tiempo de muestreo relativamente alto.

Al observar lo anterior se buscaron otras alternativas de solución. En este caso se optó por optimizar los cálculos matemáticos, es decir, reducir los tiempos requeridos por el procesador para realizarlos. Este fue el principal motivo por el que se seleccionó un bloque de MATLAB (bloque SVPWM) para realizar la modulación vectorial de PWM. Al comparar el tiempo de procesamiento del algoritmo presentado en el apartado 2.6 contra el requerido por el bloque SVPWM la diferencia era notable, por lo que se seleccionó el último para ser utilizado en la implementación.

Se realizaron también otros pequeños cambios (reducción de bloques redundantes y simplificación de operaciones) que ayudaron a reducir el tiempo de cálculo requerido. Finalmente, el tiempo de muestreo utilizado para la implementación en tiempo real fue de 75 microsegundos.

Para poder observar las corrientes y también manipular la referencia de velocidad, se elaboró la interface mostrada en la Figura 74, la cual fue realizada en ControlDesk y permite visualizar la referencia de velocidad, la lectura de la velocidad y las corrientes de las tres fases del motor. Cabe mencionar que con la finalidad de tener una mejor visualización, las lecturas de los sensores fueron filtradas para eliminar el ruido presente en las señales.

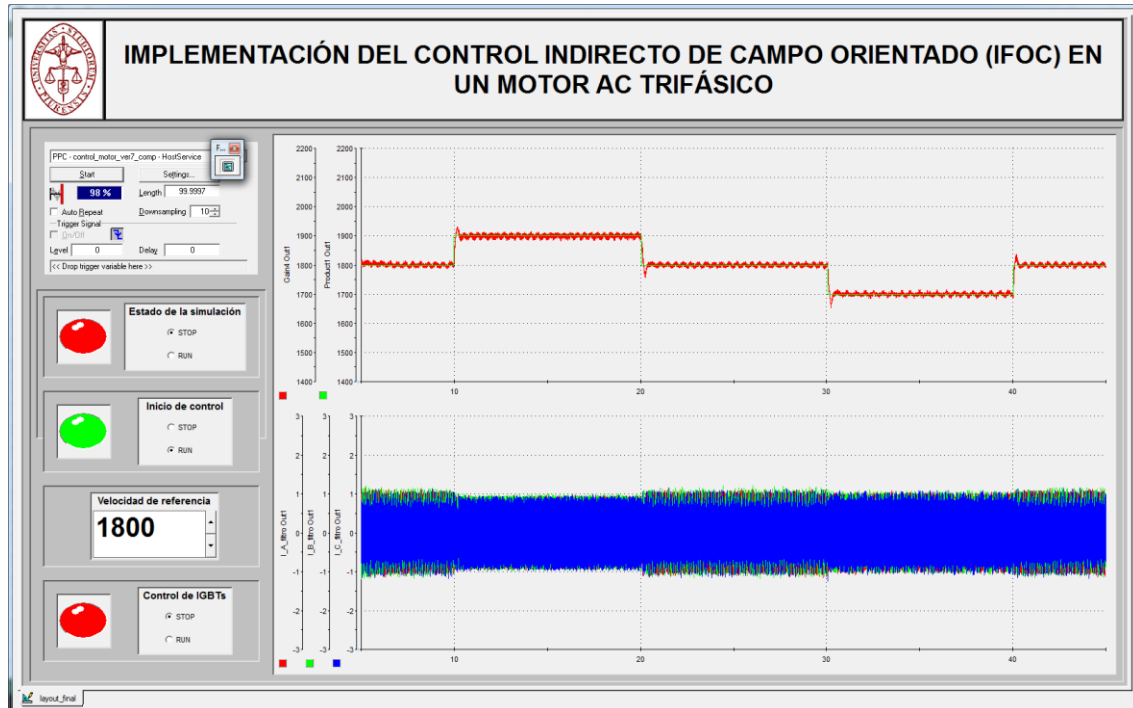


Figura 74. Interface elaborada en ControlDesk.
Fuente: Elaboración propia.

4.9.1. Control de velocidad

El control IFOC implementado en este trabajo se orienta al control de velocidad del motor de inducción.

Como se mostró anteriormente en la Figura 53, este algoritmo de control hace uso de tres controladores PI, que en su conjunto hacen posible el control del motor. El método utilizado para realizar la sintonización de los controladores fue el método manual. Se inició la implementación con los parámetros obtenidos en la simulación, y se fueron ajustando de forma manual hasta obtener una respuesta adecuada.

El controlador IFOC implementado necesita la referencia o *set-point* de dos parámetros: La velocidad de giro y la corriente I_{ds} . En este caso se ha fijado un valor constante de I_{ds} con lo que se define un punto de operación, que corresponde a 1800 RPM. A partir de este punto se hicieron variaciones en la referencia de velocidad y se observó la respuesta del controlador frente a dichas variaciones.

La respuesta del control de velocidad que se obtuvo se muestra en la Figura 75.

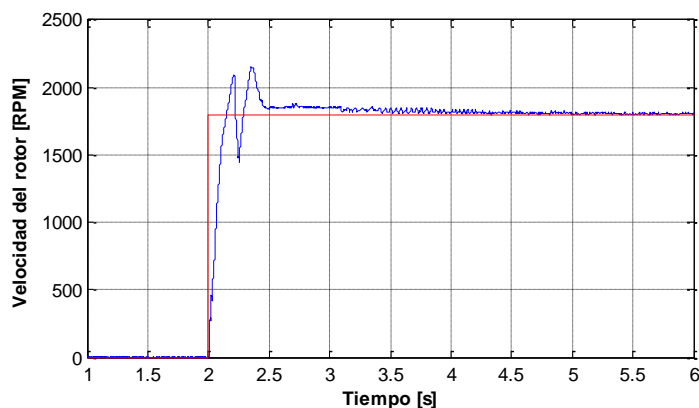


Figura 75. Respuesta del motor ante un cambio de velocidad.
Fuente: Elaboración propia.

Se puede ver que la velocidad alcanza el punto de referencia, pero la respuesta presenta un *overshoot* inicial relativamente alto. Esto se puede explicar observando que el cambio de 0 a 1800 RPM es una variación grande, lo que genera un error alto y esto, al tener un sistema de respuesta rápida como es un motor eléctrico, hace que se genere una repuesta como la que se muestra.

Ante esta situación, y considerando que el *overshoot* puede ser considerado muchas veces como un evento indeseado, se buscaron alternativas que pudieran reducirlo. La alternativa que se eligió fue la de reemplazar el *step* que hace el cambio de 0 a 1800 RPM, por una rampa que pueda reducir este efecto. Para determinar la rampa que se utilizó se realizaron diferentes pruebas, cuyos resultados se muestran en las siguientes figuras.

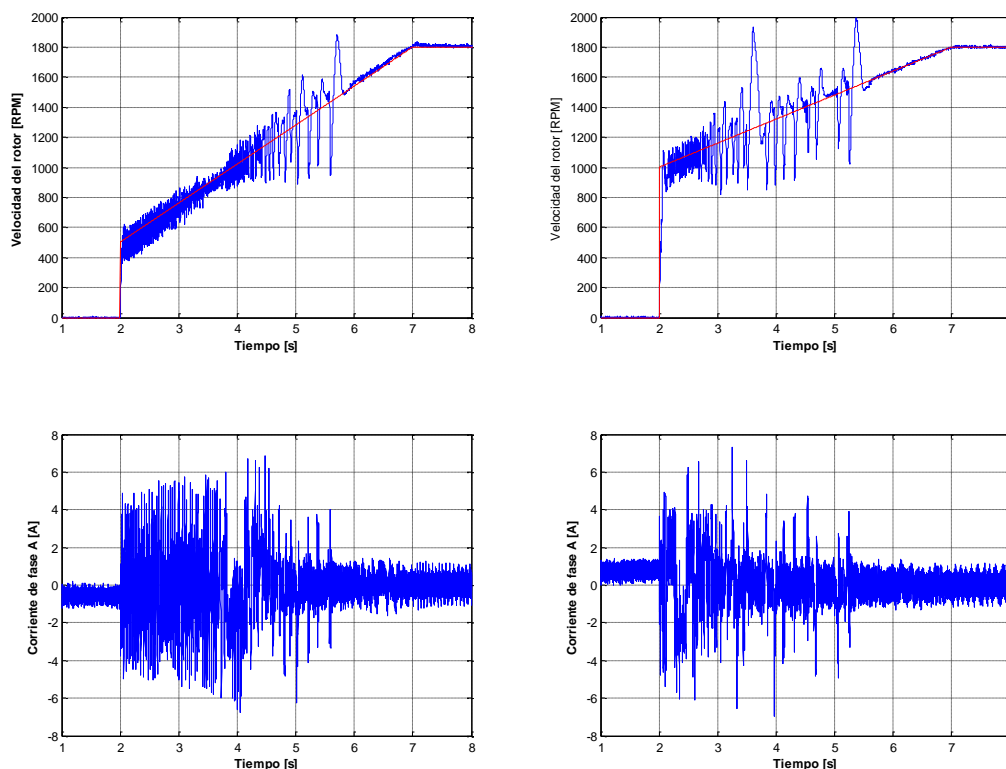


Figura 76. Respuesta a cambio de referencia de velocidad. De 500 a 1800 RPM en 5 segundos (izquierda) y de 1000 a 1800 RPM en 5 segundos (derecha).

Fuente: Elaboración propia.

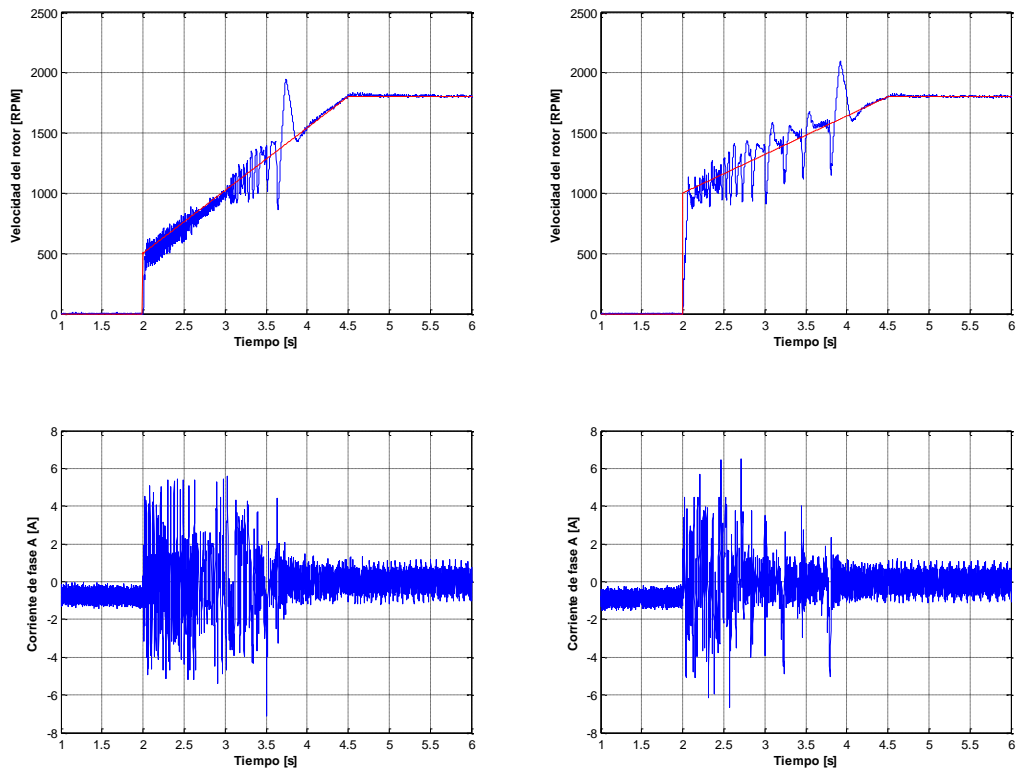


Figura 77. Respuesta a cambio de referencia de velocidad. De 500 a 1800 RPM en 2.5 segundos (izquierda) y de 1000 a 1800 RPM en 2.5 segundos (derecha).
Fuente: Elaboración propia.

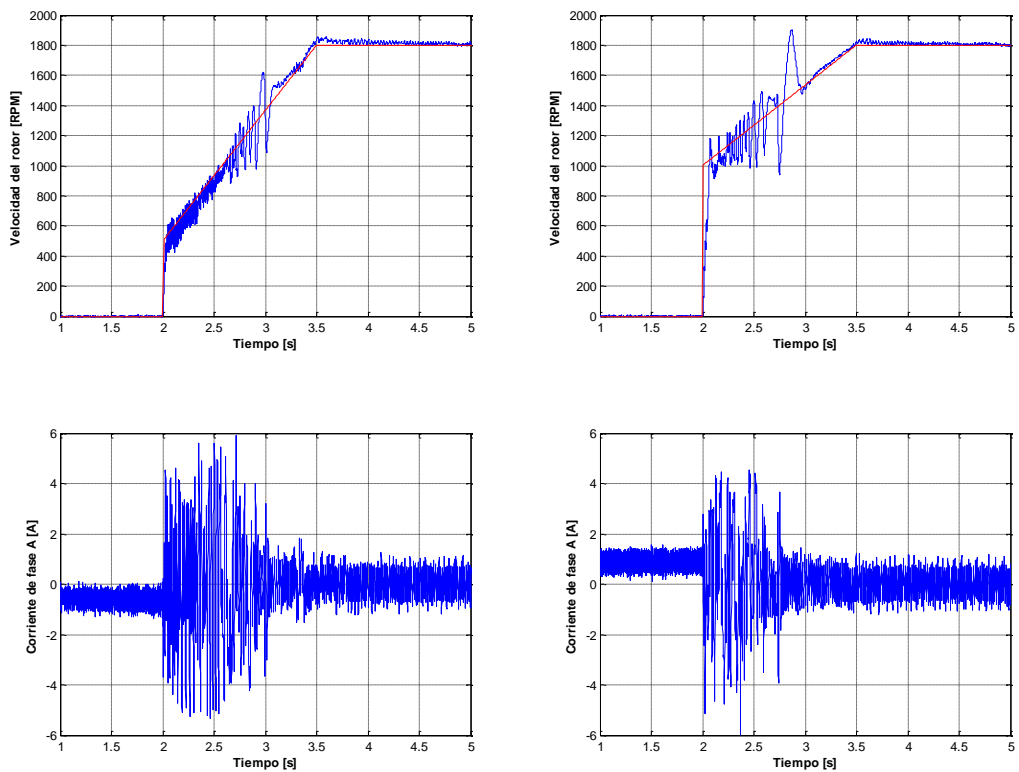


Figura 78. Respuesta a cambio de referencia de velocidad. De 500 a 1800 RPM en 1.5 segundos (izquierda) y de 1000 a 1800 RPM en 1.5 segundos (derecha).
Fuente: Elaboración propia.

Se realizaron seis pruebas que consistieron en hacer variaciones sobre la pendiente de la rampa al inicio de las simulaciones. Las diferentes rampas tienen como punto inicial de velocidad 500 o 1000 RPM y como punto final, 1800 RPM; y el tiempo en el que aplicada dicha variación va desde 5 segundos hasta 1.5 segundos. Se obtuvieron los resultados que se muestran en la Figura 76, Figura 77 y Figura 78.

En la Figura 76 se tienen las siguientes situaciones: Una variación de velocidad de 500 a 1800 RPM en 5 segundos (mostrada al lado izquierdo de la figura) y una variación de velocidad de 1000 a 1800 RPM en el mismo tiempo (mostrada al lado derecho de la figura). En ambos casos se puede observar que se presentan algunos picos en la velocidad del motor, pero en el primero se puede ver el que motor está sometido a una mayor corriente durante más tiempo.

En la Figura 77 se tiene: Una variación de velocidad de 500 a 1800 RPM en 2.5 segundos (mostrada al lado izquierdo de la figura) y una variación de velocidad de 1000 a 1800 RPM en el mismo tiempo (mostrada al lado derecho de la figura). Al igual que en la figura anterior se puede ver que la respuesta de velocidad presenta algunos picos; y en las corrientes, se ve que en el primer caso se tiene una mayor corriente aplicada por mayor tiempo.

Finalmente en la Figura 78 se tiene: Una variación de velocidad de 500 a 1800 RPM en 1.5 segundos (mostrada al lado izquierdo de la figura) y una variación de velocidad de 1000 a 1800 RPM en el mismo tiempo (mostrada al lado derecho de la figura). En este caso también se puede ver que ambas respuestas presentan algunos picos en su velocidad, pero al ver el caso de las corrientes se puede decir que en las figuras de la derecha el motor está sometido a altas corrientes por menor tiempo (menos de 1 segundo), mientras que en las figuras de la izquierda se ve que las corrientes altas tienen una mayor duración.

Con lo señalado anteriormente y con el objetivo de evitar someter al motor a corrientes altas durante todas las pruebas, se eligió la rampa definida por el cambio de 1000 a 1800 RPM en 1.5 segundos.

En la figura 79 se muestra la respuesta del control ante variaciones en la referencia de velocidad.

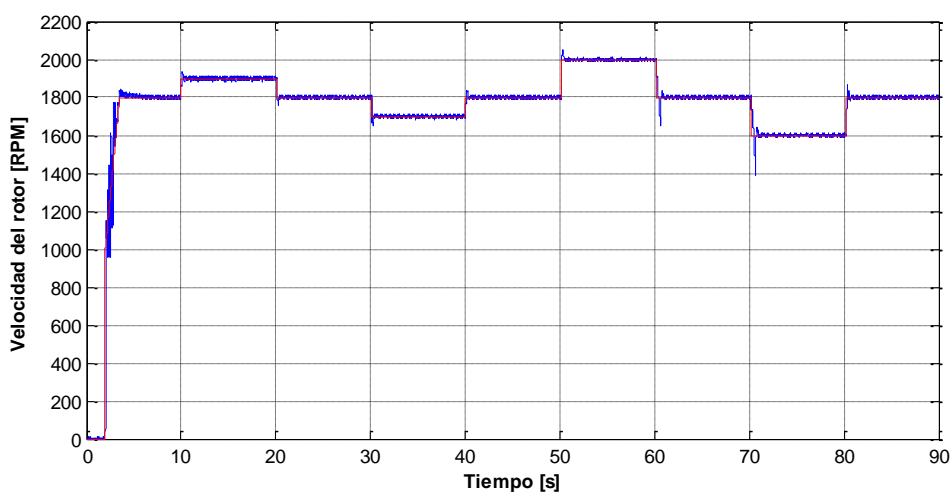


Figura 79. Respuesta del sistema a cambios de referencia de velocidad.

Fuente: Elaboración propia.

Como se puede ver en la figura anterior, el sistema responde de una manera adecuada a los diferentes cambios de velocidad. Como se mencionó anteriormente, las variaciones se realizan a partir de un punto de operación que corresponde a 1800 RPM, y van de 100 a 200 RPM, con lo que la velocidad varía desde 1600 a 2000 RPM.

De la misma forma que en la Figura 60, a continuación se muestra la lectura de la corriente de una de las fases del motor a diferentes niveles de velocidad. Se va a omitir la respuesta en la etapa inicial, debido a que en la Figura 78 ya se mostró su comportamiento.

La Figura 80 muestra el comportamiento de la corriente de una fase (fase A) a diferentes referencias de velocidad. Tal como se pudo observar en las simulaciones, ahora también se puede ver que tanto la amplitud y la frecuencia de la señal varía a cada nivel de velocidad.

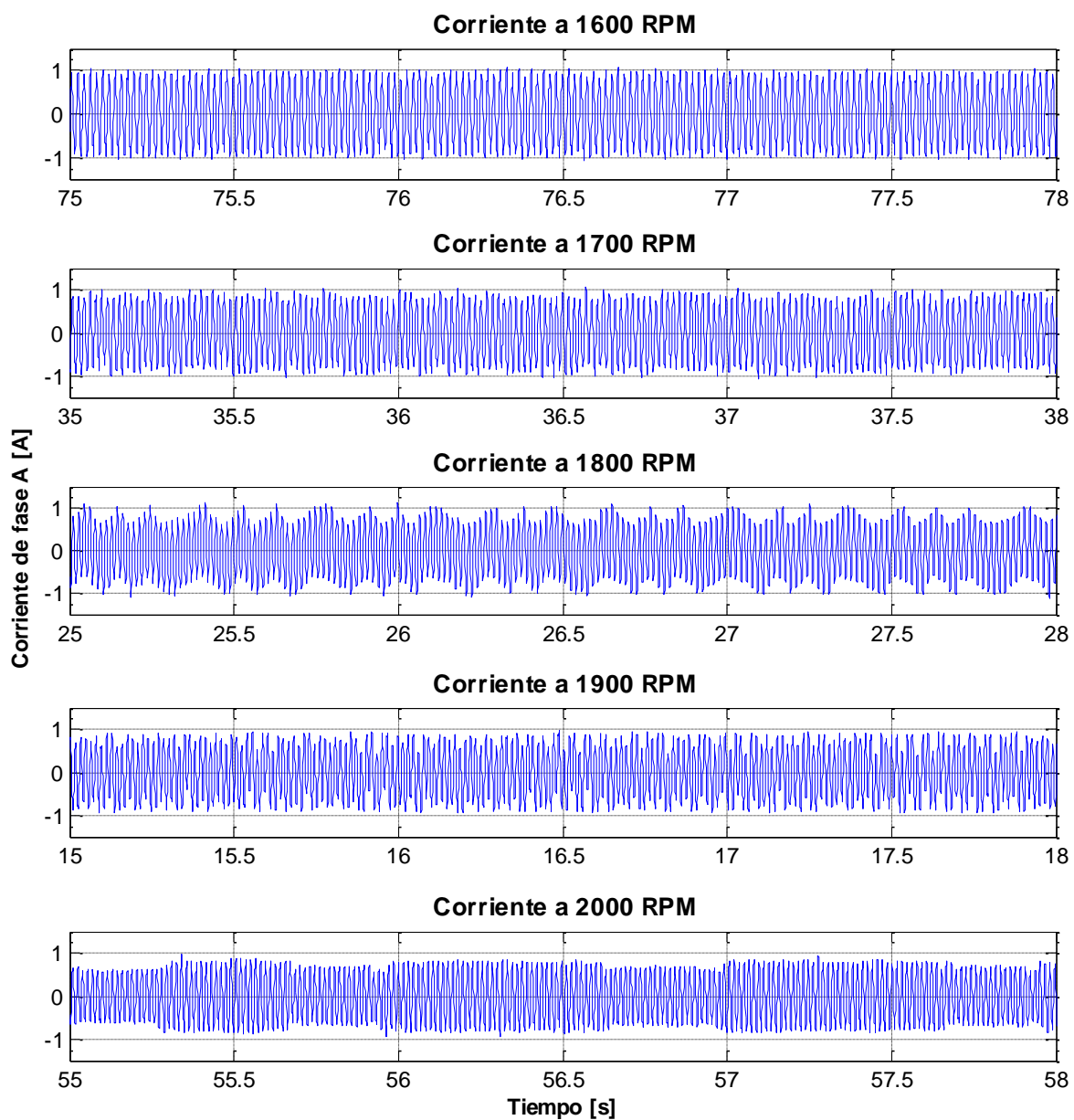


Figura 80. Comportamiento de la corriente a diferentes velocidades.

Fuente: Elaboración propia.

En la Tabla 10 se muestran los valores de la amplitud y de la frecuencia de la corriente a cada nivel de velocidad, y se comprueba la relación que se dedujo en las simulaciones, donde la amplitud es inversamente proporcional a la velocidad mientras que la frecuencia es directamente proporcional a la velocidad.

Tabla 10. Amplitud y frecuencia de la corriente de la fase A a diferentes velocidades.

Velocidad [RPM]	Amplitud promedio [A]	Frecuencia promedio [Hz]
1600	0.966	51.82
1700	0.959	56.27
1800	0.85	58.64
1900	0.763	64.88
2000	0.728	65.63

Fuente: Elaboración propia.

4.9.2. Aplicación de disturbios

Luego de verificar que la respuesta del sistema era adecuada frente a los cambios de referencia de velocidad, se sometió al sistema a disturbios, los cuales fueron aplicados por el servomotor presente en el banco de pruebas FESTO.

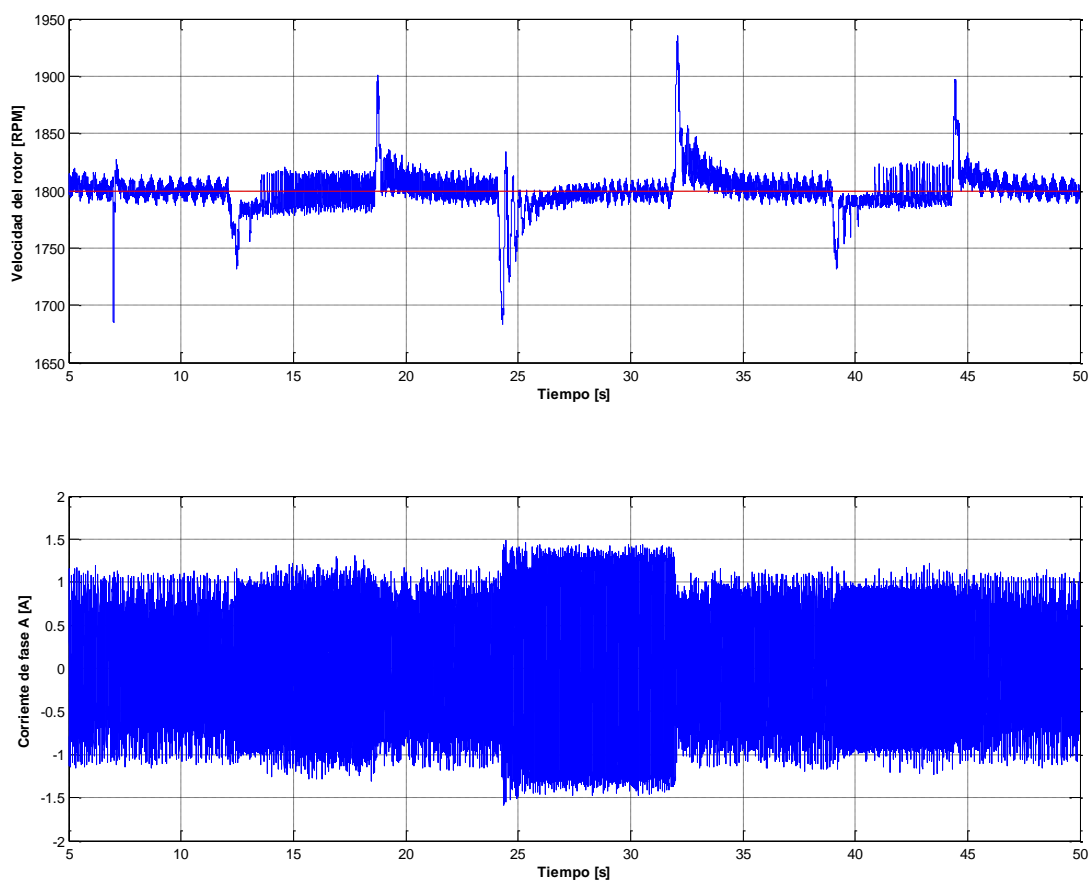


Figura 81. Respuesta de la velocidad y corriente frente a la aplicación de carga.

Fuente: Elaboración propia.

Como se sabe, aplicar una carga a un motor tiene como consecuencia que las corrientes aumenten. En este caso se tuvo la consideración de aplicar cargas tales que aumenten ligeramente los valores de las corrientes y así afectar lo menor posible al motor durante el desarrollo de las pruebas.

La Figura 81 muestra la respuesta de la velocidad del motor ante la aplicación de la carga y también se muestra la corriente de la fase A. En este caso se aplicó una carga de 0.4, 0.6 y 0.3 Nm.

Como se mencionó anteriormente, se aplicaron tres niveles diferentes de carga. En el tiempo $t = 12.5\text{s}$ se aplicó 0.4 Nm., en $t = 24\text{s}$ se aplicó 0.6 Nm. y en $t = 39\text{s}$ se aplicó 0.3 Nm. En $t = 7\text{s}$ se puede observar una breve disminución de la velocidad que es debido a que en ese momento se activó el servomotor para iniciar la aplicación de la carga.

En la Figura 81 se puede ver que el controlador mantiene la velocidad del motor en la referencia a pesar de la carga presente. Se observa que al aplicar la carga, la velocidad disminuye, pero el controlador incrementa la velocidad hasta llegar a la referencia. De la misma forma, al quitar la carga, la velocidad tiende a elevarse, pero el controlador actúa disminuyendo la velocidad para alcanzar la referencia. Se puede entonces concluir que el control de la velocidad se mantiene a pesar de que se presenten disturbios.

A continuación se muestran a más detalle el comportamiento de la corriente a cada nivel de carga aplicada.

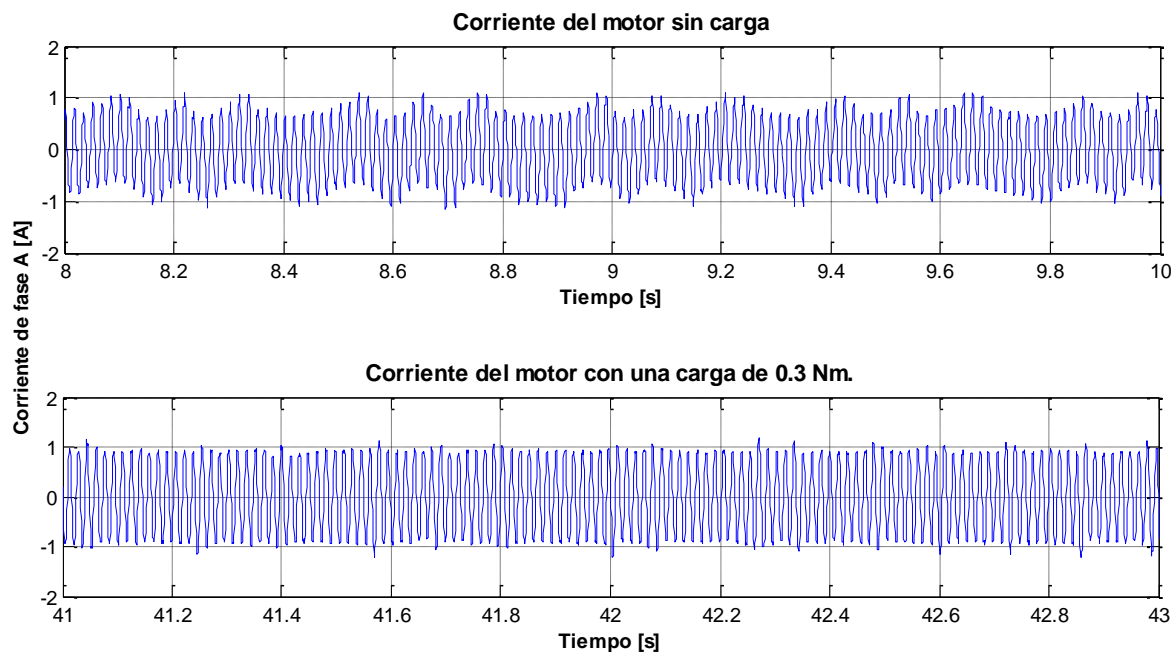


Figura 82. Comportamiento de la corriente sin carga y a una carga de 0.3 Nm.
Fuente: Elaboración propia.

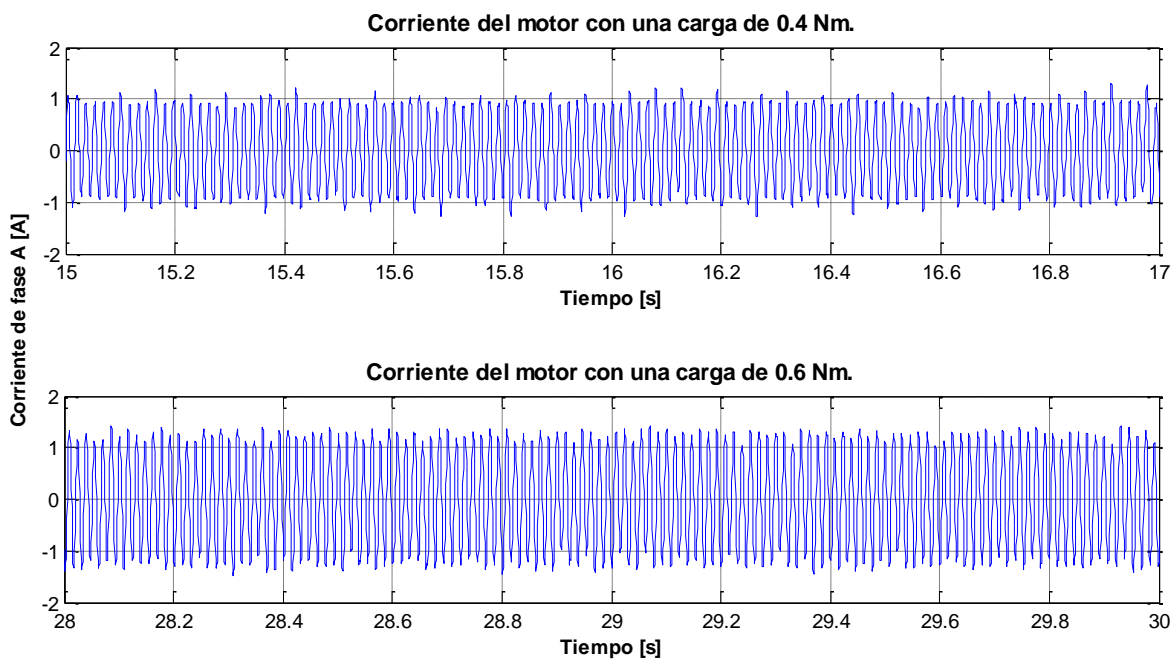


Figura 83. Comportamiento de la corriente ante cargas de 0.4 Nm. y de 0.6 Nm.

Fuente: Elaboración propia.

En la Figura 82 y Figura 83 se puede verificar que ante una mayor carga se tiene una mayor corriente, y también se ve que en el caso de la frecuencia no hay una variación notable. En la Tabla 11 se muestran los valores de amplitud y frecuencia de la corriente para cada nivel de carga aplicada.

Tabla 11. Amplitud y frecuencia de la corriente de la fase A a diferentes niveles de carga.

Carga [Nm]	Amplitud promedio [A]	Frecuencia promedio [Hz]
0	0.842	59.13
0.3	0.918	59.35
0.4	0.963	59.22
0.6	1.075	64.76

Fuente: Elaboración propia.

Conclusiones y recomendaciones

- Se realizó la implementación del método de control avanzado IFOC para un motor trifásico de inducción de manera exitosa, se pudo observar la respuesta del control ante cambios de referencia de velocidad y también su respuesta ante la presencia de disturbios. Además se verificó el comportamiento de la corriente, y se observaron las variaciones de su frecuencia y su amplitud en las diferentes referencias de velocidad que se establecieron.
- Durante el desarrollo de este trabajo se utilizó la plataforma dSPACE, que facilitó en gran medida las diferentes pruebas y simulaciones en tiempo real que fueron necesarias para la implementación del control. Se elaboraron diferentes *layouts* o interfaces gráficas que permitían la visualización y manipulación de algunos parámetros en tiempo real durante las diversas pruebas realizadas. En el caso de la sintonización de los controladores PI, lo mencionado anteriormente resultó en una reducción considerable de tiempos de desarrollo, ya que generalmente en los procesadores DSP se debe cargar un programa y realizar una simulación, si se desea realizar otra simulación es necesario cargar un nuevo programa con la variación de los parámetros deseados y realizar la nueva simulación, esto, debido a la gran cantidad de pruebas realizadas, hubiera consumido un tiempo considerablemente mayor.
- La sintonización de los controladores PI, a pesar de las ventajas que proporciona la plataforma dSPACE, fue una de las tareas que consumieron un mayor tiempo. Además, durante el desarrollo de las pruebas para la sintonización se hizo evidente la influencia de la temperatura, que hacía variar el comportamiento del controlador. A manera de recomendación para trabajos futuros, se deberían realizar las pruebas con el debido cuidado y monitoreo de la temperatura del motor a fin de evitar esperas innecesarias para su enfriamiento. También, una propuesta para un nuevo tema de investigación sería la comprobación y medición de la influencia de la temperatura en motores eléctricos controlados con diferentes metodologías.

- El inversor de la marca TECHNOSOFT es un equipo con múltiples prestaciones. Además de contar con transistores de tipo IGBT, tiene la posibilidad de hacer mediciones de las corrientes, cuenta con diferentes tipos de protección eléctrica, permite la conexión y lectura de *encoders*, entre otras. El alcance de este trabajo abarcó el uso de las puertas de control de los transistores a través de las señales PWM que genera el controlador IFOC. Otra propuesta para un nuevo tema de investigación sería el uso de todas las prestaciones de este equipo. Hay que tener en cuenta que este inversor debe trabajar con una tarjeta DSP del mismo fabricante, pero al no contar con esta última, se ha trabajado con la tarjeta DSP de la plataforma dSPACE, por lo tanto se tuvieron las precauciones y se desarrollaron rutinas de encendido y apagado adecuadas con la finalidad de evitar situaciones que produzcan daños al equipo.
- Los sensores de corriente utilizados también supusieron tener en cuenta algunas consideraciones respecto a su funcionamiento. La lectura que realizan estos sensores está en función de la tensión con que sean alimentados, por lo tanto se debió asegurar una alimentación a un nivel de tensión constante con la finalidad de no tener variaciones de las lecturas durante las pruebas realizadas. También se notó la presencia de ruido en las señales, para reducirla fue necesario la adición de filtros (por software) y así obtener una lectura más clara de la información.
- Por último, el control de velocidad realizado en este trabajo está en función a un punto de operación, que está determinado por las referencias de velocidad y de la corriente *Isd* que se definen en el esquema de control IFOC implementado. Como se mostró, las variaciones de la referencia de velocidad tienen una magnitud determinada y se realizaron en torno a dicho punto de funcionamiento. Se observó que al sobrepasar ciertos niveles de referencia de velocidad, el controlador no respondía de manera correcta, lo cual se explica por el hecho de que las variaciones solo se hacían en la referencia de velocidad mas no en la referencia de *Isd*. Como sugerencia para un trabajo futuro, se podría establecer una relación entre la velocidad de referencia y la corriente *Isd* de referencia, de tal manera que se logre el control un rango más amplio de velocidades.

Bibliografía

- [1] Popescu, M. (2000). Induction motor modelling for vector purposes. Helsinki, Finlandia: Picaset Oy.
- [2] Verseele, C., Deblecker, O. and Lobry, J. (2011). MATLAB for engineers – Applications in control, electrical engineering, IT and robotics. Recuperado de <http://www.intechopen.com/books/matlab-for-engineers-applications-in-control-electrical-engineering-it-and-robotics>.
- [3] Kamal, A., Giri, V.K. (2013). Mathematical modeling of dynamic induction motor and performance analysis with bearing fault. International Journal of Innovative Technology and Research, 1, 336-340.
- [4] Joseph, M.B., Mahadevan, K. (2015). A reliable vector control method: IFOC for three phase induction motor drives using SVPWM. Asian Research Publishing Network (ARPN) Journal of Engineering and Applied Sciences, 10, 2670-2674.
- [5] Toliyat, H.A. & Campbell, S.G. (2003). DSP-based electromechanical motion control. Florida: CRC Press.
- [6] Pardo, A., Díaz, J.L. (2006). Modelación del motor de inducción trifásico. Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada, 2, 1-8.
- [7] Shah, S., Rashid, A., Bhatti, M.K.L. (2012). Direct-quadrature (D-Q) modeling of 3-phase induction motor using MatLab/Simulink. Canadian Journal on Electrical and Electronics Engineering, 3, 237-243.
- [8] Lepka, J., Stekl, P. (2005). 3-phase AC induction motor vector control using a 56F80x, 56F8100 or 56F8300 device. Application note. Freescale Semiconductor, Inc.
- [9] Krause, P.C., Wasynczuk, O. & Sudhoff, S.D. (2002). Analysis of electric machinery and drive systems (2° ed.). Estados Unidos: Wiley Interscience.
- [10] ADSP-21990: Reference frame conversions. Application note. Analog Devices, Inc.
- [11] Moradi, M.H., Khorasani, P.G. (2008). A new Matlab simulation of induction motor. Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC'08).
- [12] Arun, D., Chelliah, T.R. (2014). Analysis of field-oriented controlled induction motor drives under sensor faults and an overview of sensorless schemes. ISA Transactions, 53, 1680-1694.
- [13] Khorrani, F., Krishnamurthy, P. & Melkote, H. (2010). Modelling and adaptive nonlinear control of electric motors. Berlín: Springer-Verlag.

- [14] Akin, B., Bhardwaj, M. (2013). Sensored field oriented control of 3-phase induction motors. Application note. Texas Instruments, Inc.
- [15] Maher, R.A., Emar, W., Awad, M. (2012). Indirect field oriented control of an induction motor sensing DC-link current with PI controller. *International Journal of Control Science and Engineering*, 2, 19-25.
- [16] Obeid, A.H. (2014). Speed control of vector controlled induction motors using integral-proportional controller. *Sudan University of Science and Technology (SUST) Journal of Engineering and Computer Science*, 15, 72-79.
- [17] Gallah, T., Trabelsi, R., Abdelati, R., Ali, A.B., Khedher, A. (2009). dSPACE DS-1104 implementation of field oriented control for induction motor. *International Conference on Sciences and techniques of Automatic Control & Computer Engineering*, 5, 1562-1570.
- [18] Menghal, P.M., Jaya, A. (2011). Real time control of electrical machine and drives: A review. *International Journal of Advances in Engineering & Technology*, 1, 112-126.
- [19] Sensor field oriented control (IFOC) of three-phase AC induction motor using ST10F276. Application note. STMicroelectronics, Inc.
- [20] Shicbakt, G., Bhole, A.A. (2014). Indirect rotor field oriented control (IRFOC) for three phase induction motor drive using MOSFET. *International Journal & Magazine of Engineering, Thechnology, Managment and Research*, 1, 480-485.
- [21] Etien, E. (2013). Modeling and simulation of soft sensor design for real-time speed estimation, measurement and control of induction motor. *ISA Transactions*, 52, 358-364.
- [22] Holtz, J. (2002). Sensorless control of induction motor drives. *Proceedings of the IEEE*, 90, 1359-1394.
- [23] DSP56800EX GMCLIB User's Guide, DSP56800EXGMCLIBUG, Freescale Semiconductor, Inc.
- [24] Saghafinia, A., Ping, H.W., Nasir, M., Amindoust, A. (2013). Teaching of simulation and adjustable speed drive of induction motor using MATLAB/Simulink in advanced electrical machine laboratory. *Procedia – Social and Behavioral Sciences*, 103, 912-921.
- [25] Jona, J., Chintu, Y., Sri, K., Kumaraswamy, G. (2013). Implementation of dSPACE controlled DPWM based induction motor drive. *International Journal of Research in Engineering and Technology*, 2, 448-453.
- [26] Murphy, J.M.D., Turnbull, F.G. (1988). *Power electronic control of AC motors*. Oxford: Pergamon Press.
- [27] Vinoth, K., Prawin, A.M., John, J.P., Suresh, S. (2010). Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter. *Asian Research Publishing Network (ARPN) Journal of Engineering and Applied Sciences*, 5, 61-74.
- [28] dSPACE GmbH (2004). *Hardware Installation and Configuration*. Paderborn (Alemania): dSPACE GmbH.
- [29] dSPACE GmbH (2004). *ControlDesk Experiment Guide*. Paderborn (Alemania): dSPACE GmbH.
- [30] Ghani, Z.A., Hannan, M.A., Mohamed, A. (2012). Simulation model of three-phase inverter using dSPACE platform for PV application. *International Review on Modelling and Simulations*, 5, 137-145.
- [31] Ben, H., Jemli, M., Boussak, M., Gossa, M. (2011). Implementation of sensorless speed control for two-phase induction motor drive using ISFOC strategy. *Transactions of Electrical Engineering*, 35, 63-74.

Anexos

Anexo A – Especificaciones eléctricas del driver ACPM750 de TECHNOSOFT

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
AC Motor Input Supply					
Voltage	Single phase ("T" not used)	90	220	280	V _{RMS}
	Three phase (neutral not used); Phase voltage	60	120	160	V _{RMS}
Frequency		40	50,60	440	Hz
Input current	Nominal output power		6.2		A _{RMS}
	Initial in-rush capacitor charging			10	A _{PEAK}
Internal DC-bus voltage				400	V
DC Logic Input Supply					
Voltage		4.75	5	5.25	V _{DC}
Input current	Required by ACPM750 v3.4 only. For total rating, add the control unit current		1.0	1.2	A
Output Power					
Voltage	set by external PWM control; measured between two phases	0		230	V _{RMS}
Nominal Motor Power	V _{in} = 220 V _{AC} , f _{pwm} = 20 kHz, V _{out} = 161 V _{RMS} , f _{out} = 50 Hz, PF = 0.77, T _A = 40°C			750	W
Overload Motor Power	Same conditions as above, 60-second duration			1200	W
Nominal Motor Current	V _{in} = 220 V _{AC} , f _{pwm} = 20 kHz, V _{ou} = 161 V _{RMS} , f _{out} = 50 Hz, PF = 0.77, T _A = 40°C			3.5	A _{RMS}
Overload Motor Current	Same conditions as above, 60-second duration			6	A _{RMS}
PWM frequency		0.1	20	24	kHz
Inverter output dead band	Measured at inverter outputs, using PWM commands with dead time of 0 μs, T _A = 25°C		0.2		μs
Brake Output Current				6	A _{RMS}
Protections					
Output current trip level	Phase-to-phase, T _C = 25°C		30		A _{PEAK}
Output current trip duration	Outputs shorted, T _C = 25°C		200		μs
Earth Fault current trip level	Phase-to-earth, T _C = 25°C		36		A _{PEAK}
Over-temperature trip level	IGBT module temperature	90	100	120	°C
DC-bus over-voltage level		410	425	440	V
DC-bus under-voltage level	In-rush limiter relay threshold		70	80	V
Inputs from MC-BUS – J1, J2 (6 PWM, Brake, ErrRst)					
PWM dead band command	Measured at MC-BUS pins	0			μs
High level input voltage	TTL compatible	2			V
Low level input voltage	TTL compatible			0.8	V
High level input current	Compatible with open-collector outputs	0		0	mA
Low level input current				6	mA
Error Reset pulse width	Active low	2			μs
Brake minimum pulse width	Active low	4			μs

Analog Outputs to MC-BUS – J1, J2					
I_A, I_B feedback gain			0.5		V / A
I_A, I_B feedback offset	$V_{REFHI} = 5 V_{DC}$	2.375	2.5	2.625	V
I_A, I_B feedback bandwidth	2 nd order, -3dB		5		KHz
V_{DC} feedback gain	Adjustable by VR2		11.7		mV / V
V_{DC} feedback offset			0		V
V_{DC} feedback bandwidth	2 nd order, -3dB		75		Hz
TACHO gain	Adjustable by VR1		0.156		V / V
TACHO offset	$V_{REFHI} = 5 V_{DC}$	2.375	2.5	2.625	V
TACHO bandwidth	1 st order, -3dB		200		Hz
REF potentiometer gain			1		V / V
REF potentiometer offset			0		V
REF potentiometer bandwidth	1 st order, -3dB		100		Hz
REF potentiometer	Recommended value	1		5	K Ω
Digital Outputs to MC-BUS – J1, J2 (PDPINT, IN, Reset)					
Low level output voltage	PDPINT (open-collector), $I_{OL} < 10\text{mA}$		0.3	0.4	V
	IN (4.7 K Ω pull-down), $I_{OL} < 0.15 \text{ mA}$, JP2 = off			0.8	V
	RESET (direct link to GND), S2 pressed		0		V
High level output voltage	PDPINT open-collector, $I_{OH} = 0$		5	7	V
	IN (direct link to +5 V)		5		V
	RESET (4.7 K Ω pull-up), $I_{OH} < 0.6 \text{ mA}$, S2 released	2			V
Hall Inputs					
High level input current	1.5 K Ω Pull-up resistor to +5 V	0		0	mA
High level input voltage		2			V
Low level input current	1.5 K Ω Pull-up resistor to +5 V			3.5	mA
Low level input voltage				0.8	V
Encoder Inputs					
High level input current	1.5 k Ω pull-ups to +5 V on A, B, Z; Single-ended operation (#A, #B, #Z floating)	0		0	mA
High level input voltage		0.9	0.95	1.0	V
Low level input current			3.5		mA
Low level input voltage		0.8	0.85	0.9	V
Differential inputs		Conform to RS-422			
RS-422 termination network	Resistors NOT mounted by default	120 Ω series 10 nF			
System Environment					
Ambient Operating Temp.	90% RH max. (non-condensing)	0		40	$^{\circ}\text{C}$

Anexo B – Hoja de datos del circuito integrado ACS712 del sensor de corriente



ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kV_{RMS} Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5 μ s output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m Ω internal conductor resistance
- 2.1 kV_{RMS} minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage



TUV America
Certificate Number:
USV 06 05 54214 010



Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1

Description

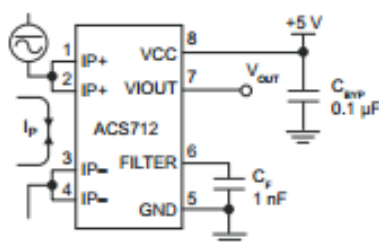
The Allegro® ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ($>V_{IOUT(O)}$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m Ω typical, providing low power

Continued on the next page...

Typical Application



Application 1. The ACS712 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sensed current, I_p , within the range specified. C_f is recommended for noise management, with values that depend on the application.

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Description (continued)

loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to 5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the sensor leads (pins 5 through 8). This allows the ACS712 current sensor to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS712 is provided in a small, surface mount SOIC8 package. The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead (Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the device is Pb-free, except for flip-chip high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

Selection Guide

Part Number	Packing*	T _A (°C)	Optimized Range, I _p (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±5	185
ACS712ELCTR-20A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±20	100
ACS712ELCTR-30A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±30	66

*Contact Allegro for additional packing options.

Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V _{CC}		8	V
Reverse Supply Voltage	V _{RCC}		-0.1	V
Output Voltage	V _{OUT}		8	V
Reverse Output Voltage	V _{ROUT}		-0.1	V
Reinforced Isolation Voltage	V _{ISO}	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, T _A =25°C	2100	V
		Voltage applied to leadframe (I _p + pins), based on IEC 60950	184	V _{peak}
Basic Isolation Voltage	V _{ISO(bac)}	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, T _A =25°C	1500	V
		Voltage applied to leadframe (I _p + pins), based on IEC 60950	354	V _{peak}
Output Current Source	I _{OUT(SOURCE)}		3	mA
Output Current Sink	I _{OUT(SINK)}		10	mA
Overcurrent Transient Tolerance	I _p	1 pulse, 100 ms	100	A
Nominal Operating Ambient Temperature	T _A	Range E	-40 to 85	°C
Maximum Junction Temperature	T _{J(max)}		165	°C
Storage Temperature	T _{stg}		-65 to 170	°C

Parameter	Specification
Fire and Electric Shock	CAN/CSA-C22.2 No. 60950-1-03 UL 60950-1:2003 EN 60950-1:2001

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

COMMON OPERATING CHARACTERISTICS¹ over full range of T_A , $C_F = 1$ nF, and $V_{CC} = 5$ V, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
ELECTRICAL CHARACTERISTICS						
Supply Voltage	V_{CC}		4.5	5.0	5.5	V
Supply Current	I_{CC}	$V_{CC} = 5.0$ V, output open	–	10	13	mA
Output Capacitance Load	C_{LOAD}	V _{IOUT} to GND	–	–	10	nF
Output Resistive Load	R_{LOAD}	V _{IOUT} to GND	4.7	–	–	kΩ
Primary Conductor Resistance	$R_{PRIMARY}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	–	1.2	–	mΩ
Rise Time	t_r	$I_p = I_p(\text{max})$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_{OUT} = \text{open}$	–	5	–	μs
Frequency Bandwidth	f	–3 dB, $T_A = 25^\circ\text{C}$; I_p is 10 A peak-to-peak	–	80	–	kHz
Nonlinearity	E_{LIN}	Over full range of I_p	–	1.5	–	%
Symmetry	E_{SYM}	Over full range of I_p	98	100	102	%
Zero Current Output Voltage	$V_{IOUT(0)}$	Bidirectional; $I_p = 0$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	–	$V_{CC} \times 0.5$	–	V
Power-On Time	t_{PO}	Output reaches 90% of steady-state level, $T_J = 25^\circ\text{C}$, 20 A present on leadframe	–	35	–	μs
Magnetic Coupling ²			–	12	–	G/A
Internal Filter Resistance ³	$R_{F(INT)}$			1.7		kΩ

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_p , and ambient, T_A , and internal leadframe temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_J(\text{max})$, is not exceeded.

²1G = 0.1 mT.

³ $R_{F(INT)}$ forms an RC circuit via the FILTER pin.

COMMON THERMAL CHARACTERISTICS¹

			Min.	Typ.	Max.	Units
Operating Internal Leadframe Temperature	T_A	E range	–40	–	85	$^\circ\text{C}$
					Value	Units
Junction-to-Lead Thermal Resistance ²	$R_{\theta JL}$	Mounted on the Allegro ASEK 712 evaluation board			5	$^\circ\text{C/W}$
Junction-to-Ambient Thermal Resistance	$R_{\theta JA}$	Mounted on the Allegro 85-0322 evaluation board, includes the power consumed by the board			23	$^\circ\text{C/W}$

¹Additional thermal information is available on the Allegro website.

²The Allegro evaluation board has 1500 mm² of 2 oz. copper on each side, connected to pins 1 and 2, and to pins 3 and 4, with thermal vias connecting the layers. Performance values include the power consumed by the PCB. Further details on the board are available from the Frequently Asked Questions document on our website. Further information about board design and thermal performance also can be found in the Applications Information section of this datasheet.

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kV RMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

x05B PERFORMANCE CHARACTERISTICS $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-5	-	5	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	180	185	190	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 185 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	21	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(O)}}$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	-0.26	-	mV/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.08	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	0.054	-	mV/A/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.008	-	mV/A/°C
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 5\text{ A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(\text{max})}$, is not exceeded.

²Percentage of I_P , with $I_P = 5\text{ A}$. Output filtered.

x20A PERFORMANCE CHARACTERISTICS $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-20	-	20	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	96	100	104	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 100 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	11	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(O)}}$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	-0.34	-	mV/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.07	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	0.017	-	mV/A/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.004	-	mV/A/°C
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 20\text{ A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(\text{max})}$, is not exceeded.

²Percentage of I_P , with $I_P = 20\text{ A}$. Output filtered.

x30A PERFORMANCE CHARACTERISTICS $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-30	-	30	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	64	66	68	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 66 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	7	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(O)}}$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	-0.35	-	mV/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.08	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	0.007	-	mV/A/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.002	-	mV/A/°C
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 30\text{ A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(\text{max})}$, is not exceeded.

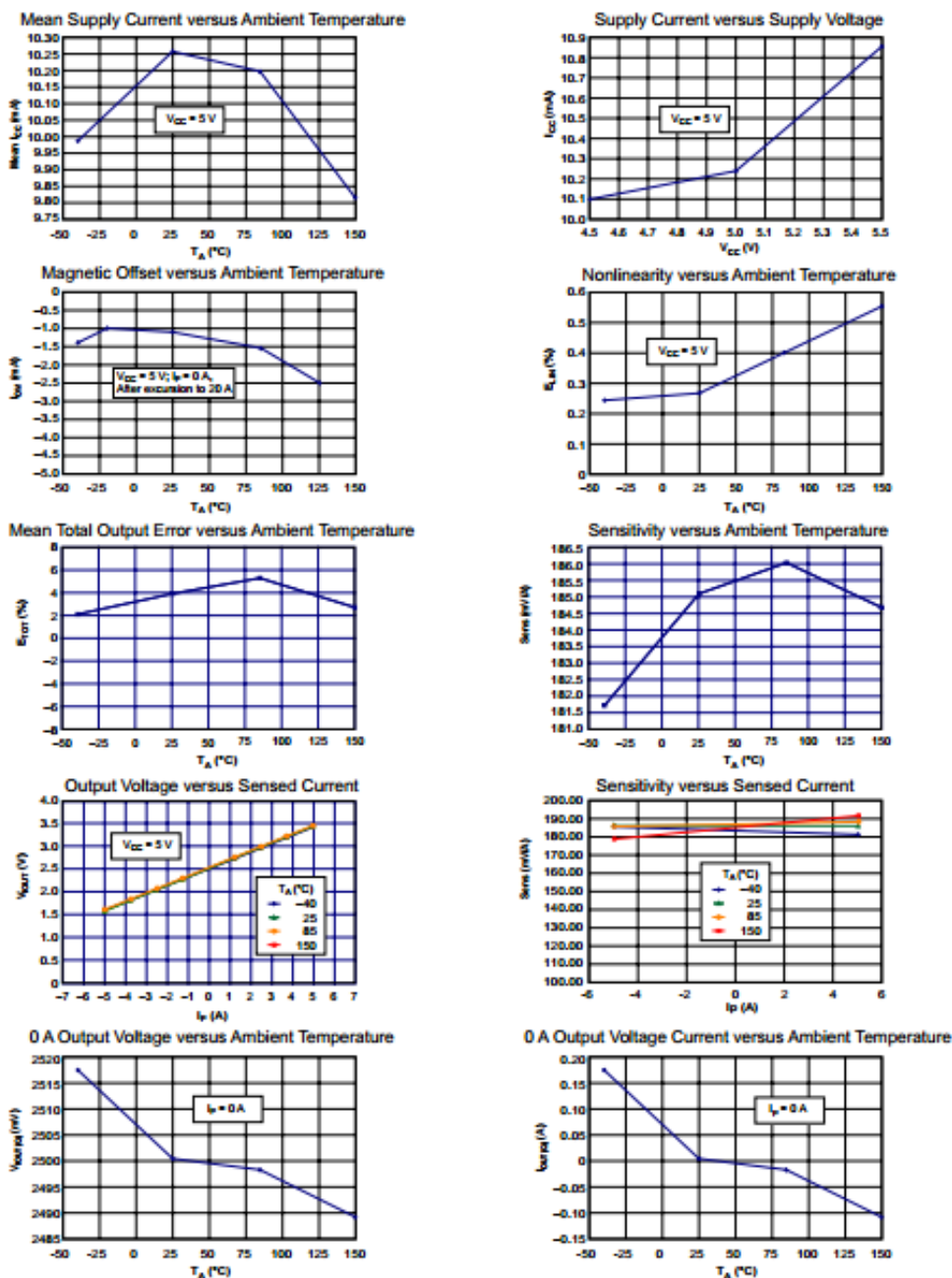
²Percentage of I_P , with $I_P = 30\text{ A}$. Output filtered.

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Characteristic Performance

$I_p = 5$ A, unless otherwise specified



Anexo C – Hoja de datos del *encoder HE40B*

Rotary Encoder

HE series

INSTRUCTION MANUAL


Thank you for purchasing HANYOUNG product. Please check whether the product is the exactly same as you ordered. Before using the product, please read this instruction manual carefully.

MAIN PRODUCTS

- DIGITAL : Temperature Controller, Counter, Timer, Speedmeter, Tachometer, Panel Meter, Recorder
- SENSOR : Proximity Sensor/Photo Electric Sensor, Rotary Encoder, Optical Fiber Sensor, Pressure Sensor
- ANALOG : Timer, Temperature Controller

HEAD OFFICE
1381-3, Juan-Dong, Nam-Gu Incheon, Korea
TEL: (82-32)876-4697 FAX: (82-32)876-4696

HANYOUNG NUX



■ Safety information

▲ CAUTION

1. Before using the product you purchased, make sure that it is exactly what you ordered.
2. Make sure that there is no damage or abnormality of the product during the delivery.
3. The transmitter for measuring the length is composed of precision parts, so can easily be damaged with external impact, therefore handle with care.
4. The shield wire of the transmitter for length measurement is not connected to the case.
5. When the product gets wet, the inspection is essential because there is danger of an electric leakage or fire.
6. For the continuous and safe use of this product, the periodical maintenance is recommended.
7. If you use the product with methods other than specified by the manufacturer, there may be bodily injuries or property damages.

■ On Mega Test

An internal pressure of 500V DC exists between the Case and the electric circuit, however, there are dangers of damage the electrical circuit if voltage is applied accidentally, so do not perform mega tests.

■ On Installation

1. During installation, do not apply impact on or twist the shaft of the transmitter for length measurement.
2. During installation, do not apply excessive force when combining the shaft of transmitter for length measurement and the instrument.
3. During installation, take caution because the life span of the transmitter for length measurement is dependent on the usage condition and the environment.
4. Do not decompose, modify, revise or repair this product. This may be a cause of malfunction, electric shock or fire.
5. Reassemble this product while the power is OFF. Otherwise, it may be a cause of malfunction or electric shock.

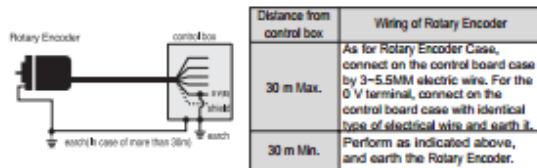
■ About Wiring

1. Separate an input signal cable from an output signal cable. If separating is not possible, please use the input signal cable after shielding it.
2. If there is excessive noise from the power supply, using insulating transformer and noise filter is recommended.
3. Do not connect anything to the unused terminals.
4. After checking the polarity of terminal, connect wires at the correct position.
5. As for wiring, ensure they are as short as possible.
6. Having the same pipe for wiring of the transmitter for length measurement with the power line or an identical connection could cause malfunction, therefore please take caution.
7. Wrong connection of the wiring of transmitter for length measurement may damage the internal circuit. Please take sufficient caution.

■ About vibration

1. If intense vibration or impact is applied on the transmitter for length measurement, the wrong pulse is generated causing malfunction, therefore, absolute care is necessary when selecting the installation and disposition location.
2. As much as the amount of pulse per cycle, the slit gap of rotation slit is narrower, therefore can be easily affected by vibration, and the vibration applied during slow rotation or when stationary, may get transmitted to the shaft or the main body, causing wrong pulse generation, therefore, please take caution. The vibration applied to the transmitter for length measurement can become a cause for wrong pulse generation, so please take caution in terms of installation location or location for attachment.

■ For noise prevention



※ The caution on the safety stated above, must be kept, otherwise malfunction can be induced.

■ Ratings

HE40B	6	600	3	T	24	
-------	---	-----	---	---	----	--

Mode	Shaft external diameter	Pulse number per revolution	Phase type	Output type	Power voltage	Wire Specification
HE40B (ø40 mm Shaft type)	6: ø8mm	*1, 10, 50, 60, 100, 120, 200, 250, 300, 360	2: A, B 3: A, B, Z	O: NPN Open collector	5: 5Vdc 12: 12Vdc (ø12Vdc) 24: 24Vdc (12x4Vdc)	Normark Standard type C: Connector
	8: ø8mm (Option)	, 400, 500, 512, 600, 800 0, 1000, 1024, 2000, 2048 48, 3000, 3600, 5000	3C: A, B, Z Z 4: A, A, B, B B, B 8: A, A, B, B Z, Z (Standard: A, B, Z)	N: NPN Voltage T: Totem-pole L: Line driver (Line Drive: 5V dc)		
HE50B (ø50 mm Shaft type)	8: ø8mm	*1, 10, 50, 60, 100, 120, 200, 250, 300, 360 , 400, 500, 512, 600, 800 0, 1000, 1024, 2000, 2048 48, 3000, 3600, 5000				

※ *** mark : Only A, B phase can output (Line Drive output is A, A, B, B, B)
※ The item that is not in the above revolution is order made product

■ Specification

Mode #	HE□□B +□□□□□□	HE□□B +□□□□□□	HE□□B +□□□□□□	HE□□B +□□□□□□
Output type	NPN Voltage output	NPN Open collector output	Totem Pole Output	Line Driver Output
Output type	A, B, Z phase			AB, Z, AB, Z phase
Phase difference on Output	Phase difference between A, B phase: T/4 ± T/8 (Cycle of A phase = T)			
Max Response Frequency	300 kHz			
Power voltage	5 - 12 V d.c / 12 - 24 V d.c ± 5 %			5 V d.c ± 5 %
Current Consumption	70 mA Max. (No-load) Line Drive output below 30 mA (No-load)			
Connection method	WIRE			
Control output	Load voltage : 30V Max. Load Current : 30 mA Max. Residual Voltage : 0.4 V Max.		For Low Load Current: 20 mA Max. Residual Voltage: 0.4 V Max. For High Load Current: 10 mA Max. Residual Voltage Above 2.5V of rated voltage	For Low Load Current: 20 mA Max. Residual Voltage: 0.4 V Max. For High Load Current: 20 mA Max. Residual Voltage: 2.5V Max.
Response Time	1 _μ s Max. (Cable length 1.5 m / sink=30 mA)		1 _μ s Max. (Cable length 1.5 m / sink=10 mA)	1 _μ s Max. (Cable length 1.5 m / sink=30 mA)
Starting Torque	ø40: 40gf · cm (0.004 N · m Max.) ø50: 80gf · cm (0.008 N · m Max.)			
Moment of inertia	ø40: 40gf · cm ² Max., ø50: 80gf · cm ² Max.			
Permissible Shaft Loading	ø40: Radial: Within 2kgf, Thrust: Within 1kgf ø50: Radial: Within 2.5kgf, Thrust: Within 1.2kgf			
Max. Permissible Revolution	5000 rpm			
Bearing Life	1.2 x 10 ⁷ / rpm · hour			
Insulation Resistance	Over 100 MΩ (Base on 500 V d.c mega between terminal and case)			
Dielectric strength	800 V a.c (Between terminal and case at 60 Hz for 1 minute)			
Vibration Resistance	10-59 Hz (Cycle for 1 minute), Double amplitude width: 1.5mm, Each X · Y · Z direction for 2 hours			
Shock Resistance	ø40: 50 G Max., ø50: 75 G Max.			
Operating Ambient Temperature	-10 ~ 60 °C (Without condensation), Storage Temperature: -25 ~ 85 °C			
Operating Ambient Humidity	35 ~ 85% RH			
Protection	Protection P 50 (IEC Standard)			
Wire Specification	5P, ø50 mm, Length: 1.5 m, Shield cable Line Drive Type: 8P, ø50 mm, Length: 1.5 m, Shield cable			
Weight	ø40: 170g, ø50: 200g			
Accessory	ø8.0mm Coupling, Bracket (ø40mm Bracket - Separate sales)			