

Direct torque control of an induction motor using neural networks

Libardo Gamboa Araque, Eng., Jorge Luis Díaz Rodríguez, Ms., and Aldo Pardo García, PhD.
Universidad de Pamplona, Colombia, gamboa87@gmail.com, jdiazcu@gmail.com, apardo13@hotmail.com

Abstract -- This paper deals with speed control for a squirrel-cage induction motor by using direct torque control (DTC) through the Simulink® professional simulation program for later implementation. The control maintains the electromagnetic flux and torque of the motor constant, for which it estimates the flux and the torque measuring the voltages and currents in the stator. In addition it selects the suitable voltage vector according to the angle of the electromagnetic flux, and increase or decrease the torque or flux. In this work the selection of the appropriate voltage was made with the use of an artificial neural network, in order to determine if this contributes to decrease the torque and flux ripple, because the direct control of the torque is characterized by having a dynamic fast response but a high torque ripple.

Keywords– Speed control, direct torque control, induction motor, artificial neural network, simulation.

Digital Object Identifier (DOI):
<http://dx.doi.org/10.18687/LACCEI2019.1.1.290>
ISBN: 978-0-9993443-6-1 ISSN: 2414-6390

A. Filtro pasa-bajas

El filtro pasa-bajas elimina el ruido del sensor de velocidad del motor es un filtro digital recursivo de primer orden. La función del filtro pasa-bajas de primer orden es la siguiente:

$$H(z) = \frac{1 - e^{-2\pi f_c / f_m}}{z - e^{-2\pi f_c / f_m}} \quad (1)$$

Donde: f_c es frecuencia de corte y f_m es frecuencia de muestreo, $f_c = 100$ Hz y $f_m = 16.67$ kHz.

B. Limitador de velocidad

La función del limitador de velocidad es impedir que se produzca un cambio abrupto en la velocidad de referencia de manera que el cambio de velocidad se realice de manera suave. Esto con el fin de no provocar señales saturadas de torque de referencia. La velocidad de cambio se calcula con la primera derivada de la señal que pasa a través de él, donde el resultado no cambia más rápido que el límite especificado.

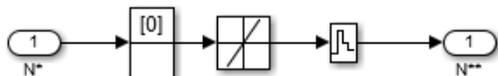


Fig. 3 Limitador de velocidad.

C. Controlador PI

Compara la velocidad de referencia con la velocidad actual del motor, produce una señal que será la referencia del torque debido a que la velocidad es directamente proporcional al torque.

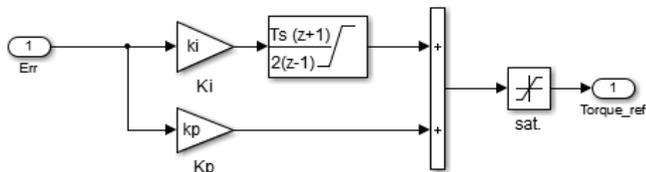


Fig. 4 Controlador PI de velocidad.

D. Función del flujo

El objetivo de este bloque es mantener el flujo de referencia en el máximo permisible para valores que sean inferior a la velocidad nominal, y para valores superiores a la velocidad nominal debe disminuir el flujo de referencia. Sin esta función la máquina se saturaría y el control no funcionaría correctamente para velocidades que sean superiores a la velocidad nominal. A continuación se describe la lógica de esta función:

Si la velocidad del motor es menor o igual que la velocidad nominal entonces:

$$Flujo_{referencia} = Flujo_{nominal} \quad (2)$$

Si la velocidad del motor es mayor que la velocidad nominal entonces:

$$Flujo_{referencia} = Flujo_{nominal} \cdot \left(\frac{Velocidad_{nominal}}{Velocidad_{motor}} \right) \quad (3)$$

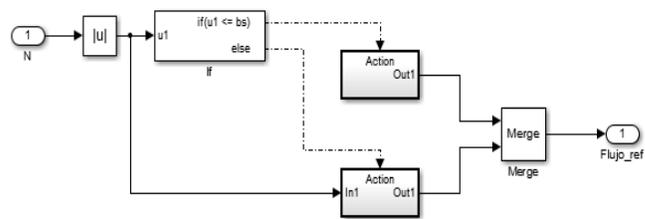


Fig. 5 Función de flujo.

IV. SIMULACIÓN CONTROLADOR DIRECTO DEL PAR

El Controlador Directo de Par simulado se basa en el algoritmo propuesto por Takahashi y Noguchi [16] y al desarrollo de Depenbrock [17]. Este control estima el flujo y el torque en el estator al conocer la resistencia en el estator y sensando los voltajes y corrientes del motor, los controles histerésicos determinan si se debe aumentar o disminuir el flujo y el torque, y de acuerdo al ángulo del flujo que indica en que sector se encuentra se determina el vector óptimo para controlar el flujo y torque. En la Fig. 6 se muestra el esquema general del control DTC, este contiene los siguientes bloques:

- *Estimador del flujo y torque.*
- *Identificador de sector.*
- *Control histerésico.*
- *Tabla optima de conmutaciones.*
- *Limitador de conmutaciones.*

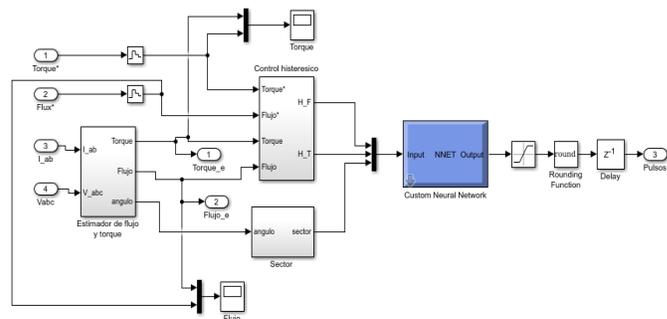


Fig. 6 Esquema general de DTC.

A. Estimador del flujo y torque

Para estimar el flujo y el torque se miden las corrientes y voltajes del motor en cada fase, las ecuaciones del flujo y del torque están en coordenadas dq por lo que hay que realizar las respectivas transformaciones, la primera transformación que se aplica es la transformada de Clarke, como las mediciones están referenciadas al estator el ángulo φ es igual a cero para la transformada de Park, por lo que los voltajes son igual a:

$$V_d = \frac{2}{3} \left[V_a - \frac{1}{2}(V_b + V_c) \right] \quad (4)$$

$$V_q = \frac{\sqrt{3}}{3} [V_b - V_c] \quad (5)$$

En la Fig. 7 se observa la transformación de los voltajes V_{abc} a V_{dq} :

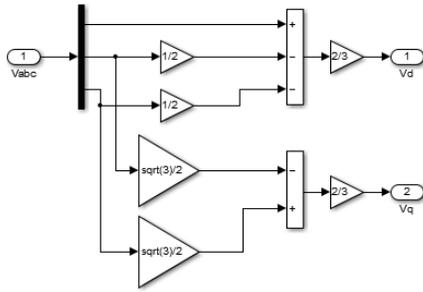


Fig. 7 Transformación de V_{abc} a V_{dq} .

El motor de inducción es un sistema balanceado por lo que no hay necesidad de sensar las tres corrientes, se pueden sensar sólo dos y la otra se puede estimar. La transformación de I_{ab} se puede realizar como se muestra en la

Fig. 8.

$$I_d = \frac{2}{3} \left[I_a - \frac{1}{2}(I_b + I_c) \right] \quad (6)$$

$$I_q = \frac{\sqrt{3}}{3} [I_b - I_c] \quad (7)$$

$$I_c = -[I_a + I_b] \quad (8)$$

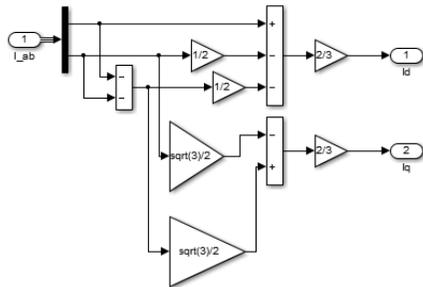


Fig. 8 Transformación de I_{ab} a I_{dq} .

El flujo se calcula con las siguientes ecuaciones la implementación en *Simulink*[®] se muestra en la Fig. 16, donde se utiliza la fórmula de la integral discreta.

$$\Psi_d = \int (V_d - R_s i_d) dt \quad (9)$$

$$\Psi_q = \int (V_q - R_s i_q) dt \quad (10)$$

$$\Psi_s = \Psi_d + j\Psi_q \quad (11)$$

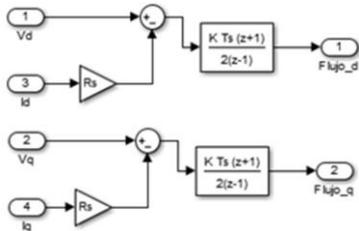


Fig. 9 Cálculo del flujo.

El cálculo del torque se realiza con la ecuación 12, y la implementación en *Simulink*[®] se puede apreciar en la Fig. 10.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d) \quad (12)$$

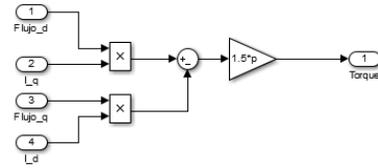


Fig. 10 Cálculo del torque.

La norma (módulo) y el ángulo de un vector se pueden calcular con las siguientes ecuaciones:

$$|\Psi| = \sqrt{\Psi_d^2 + \Psi_q^2} \quad (13)$$

Para el primer y cuarto cuadrante:

$$\angle \Psi = \tan^{-1} \frac{\Psi_q}{\Psi_d} \quad (14)$$

Para el segundo cuadrante:

$$\angle \Psi = \tan^{-1} \frac{\Psi_q}{\Psi_d} + \pi \quad (15)$$

Para el tercer cuadrante:

$$\angle \Psi = \tan^{-1} \frac{\Psi_q}{\Psi_d} - \pi \quad (16)$$

En el *Simulink*[®] existen funciones que calculan la norma y el ángulo del vector como se observa en la Fig. 11.

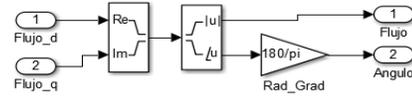


Fig. 11 Cálculo de la norma y el ángulo del flujo.

El esquema general del estimador del flujo y torque se muestra en la siguiente figura.

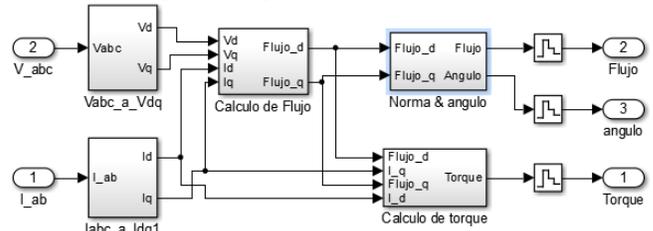


Fig. 12 Estimador de flujo y torque.

B. Identificador de sector

El flujo genera un campo magnético rotatorio circular donde el Control Directo del Par divide la circunferencia del flujo en seis sectores como se especifica en la Tabla I, produciendo un efecto de linealización alrededor del punto medio de cada sector.

TABLE I: SECTORES

Sector	Ángulos (Grados)
S1	-30 a 30
S2	30 a 90
S3	90 a 150
S4	150 a -150
S5	-150 a -90
S6	-90 a -30

La Fig. 13 muestra cómo se determina el sector donde se encuentra el flujo, las operaciones lógicas determinan en que sector se encuentra el ángulo, el resultado de la operación lógica se obtiene en formato booleano (0 ó 1) por lo que la función “convert” cambia el formato booleano a formato *double* con el fin de poder realizar operaciones aritméticas, el bloque de saturación tiene la funcionalidad de evitar errores debido a que el límite mínimo de saturación es 1 y el máximo 6, garantizando que la salida este en el rango de 1 a 6.

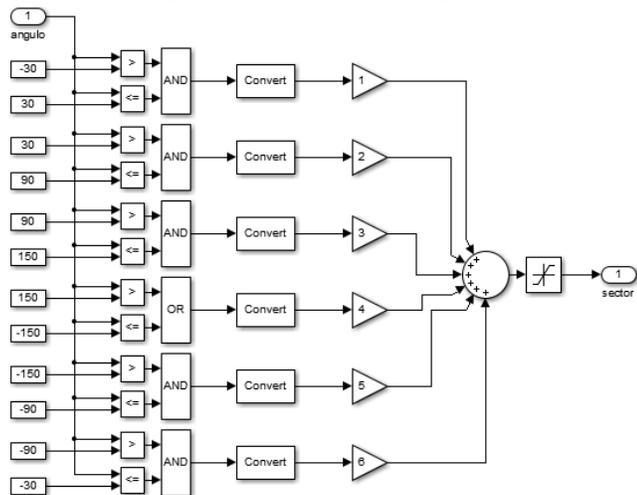


Fig. 13 Identificación del sector.

C. Control histerésico

El control histerésico funciona con bloques de relés lo que permiten que la salida cambie entre dos valores especificados. Cuando el relé está encendido estos permanecen en ese estado hasta que la entrada cae por debajo del valor del parámetro de punto de desconexión. Cuando el relé está apagado, permanece apagado hasta que la entrada excede el valor del parámetro de punto de encendido. En el DTC se controlan dos variables el torque y el flujo, la implementación de los controles histerésicos en *Simulink*[®] se muestra en la Fig. 14.

Control del torque: para controlar el torque se compara el torque de referencia con el torque estimado, la salida puede tener tres posibles estados (aumentar, permanecer igual o disminuir el torque), por eso se usa dos bloques de relés.

Control del Flujo: para controlar el flujo se compara el flujo de referencia con el flujo estimado, la salida puede tener dos posibles estados (aumentar o disminuir el flujo).

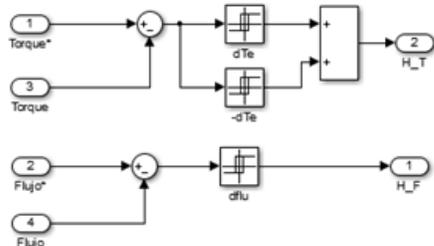


Fig. 14 Control histerésico.

D. Tabla óptima de conmutaciones

El Controlador Directo de Par tiene su fundamentación en aplicar el vector de tensión adecuado de acuerdo a la posición del vector del flujo y el torque eléctrico, se considera que el motor es alimentado por inversor PWM trifásico el cual puede generar ocho posibles combinaciones (vectores espaciales) que se aprecian en la Tabla II, donde los voltajes α y β son obtenidos con la transformada de *Clarke*.

TABLE II: VECTORES DE VOLTAJE

Voltaje	V _a	V _b	V _c	V _α	V _β	Polar
V0	0	0	0	0	0	0∠0°
V1	1	0	0	2/3	0	2/3∠0°
V2	1	1	0	1/3	√3/3	2/3∠60°
V3	0	1	0	-1/3	√3/3	2/3∠120°
V4	0	1	1	-2/3	0	2/3∠180°
V5	0	0	1	-1/3	-√3/3	2/3∠-120°
V6	1	0	1	1/3	-√3/3	2/3∠-60°
V7	1	1	1	0	0	0∠0°

El objetivo de la estrategia de control DTC es generar con los vectores de voltaje un flujo rotacional. La Fig. 15 muestra cual es el efecto que producen los vectores de voltaje al vector espacial del flujo de acuerdo al ángulo del flujo, la circunferencia ha sido dividida en seis sectores y los vectores de voltaje han sido dibujados en los puntos medios de cada sector. La simbología utilizada es la siguiente V_{xy} , x indica cual vector de voltajes de acuerdo a la Tabla II, el subíndice y indica cual es el sector, y los vectores de voltaje que finalizan con puntos de color:

- Azul indica que el flujo aumenta y el torque aumenta.
- Violeta indica que el flujo disminuye y el torque aumenta.
- Rojo indica que el flujo disminuye y el torque disminuye.
- Naranja indica que el flujo aumenta y el torque disminuye.

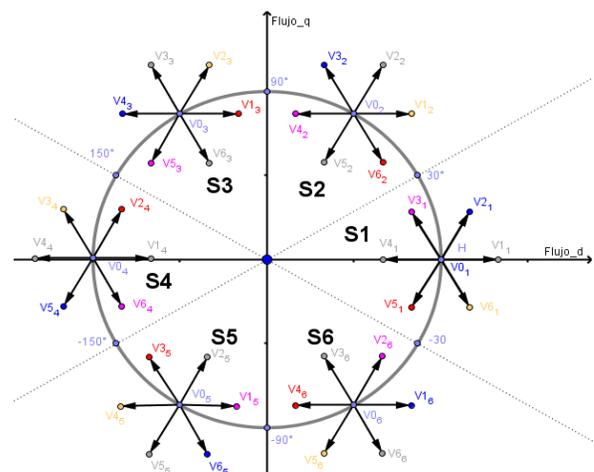


Fig. 15 Vectores de voltajes en el diagrama de flujo.

De las ecuaciones que estiman el flujo y el torque se puede deducir las siguientes reglas:

1. Si la norma del voltaje dq es mayor que cero y el ángulo del voltaje dq es mayor que cero y menor de noventa grados entonces el torque y el flujo aumentan.
2. Si la norma del voltaje dq es mayor que cero y el ángulo del voltaje dq es mayor que noventa grados y menor de ciento ochenta grados entonces el torque aumenta y el flujo disminuye.
3. Si la norma del voltaje dq es mayor que cero y el ángulo del voltaje dq es mayor que ciento ochenta grados y menor que doscientos setenta grados entonces el torque y el flujo disminuyen.
4. Si la norma del voltaje dq es mayor que cero y el ángulo del voltaje dq es mayor que doscientos setenta grados y menor que trescientos sesenta grados entonces el torque disminuye y el flujo aumenta.

La división en sectores produce un efecto de linealización alrededor del punto medio de cada sector. Para generar un flujo rotatorio de la Fig. 15 Vectores de voltajes en el diagrama de flujo se deduce la **Error! Reference source not found.**

TABLE III: VECTORES DE CONMUTACIÓN

Flujo	Torque	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5
-1	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	0	V0	V7	V0	V7	V0	V7
	-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4

E. Entrenamiento de la red neuronal

En este caso se entrenó una red neuronal MLP (Multilayer Perceptron) con las siguientes características: las neuronas de entrada son tres, la primera neurona de entrada es la salida del control histerésico del flujo, por lo general toma los siguientes valores [-1, 1]. La segunda neurona de entrada es la salida del control histerésico del torque por lo general toma los siguientes valores [-1, 0, 1]. La tercera neurona es la salida del indicador del sector por lo general toma los siguientes valores [1, 2, 3, 4, 5, 6]. Las neuronas de salida son tres que corresponden al valor deseado en cada brazo del puente por lo que si se desea que la salida sea $+V_d$ el valor del pulso debe ser uno (1) y si se desea que la salida sea $-V_d$ el valor del pulso debe ser cero (0), por lo tanto su valor oscila entre [0, 1].

Para determinar el número óptimo de neuronas en la capa oculta se empieza entrenando con cien neuronas en la capa oculta. El entrenamiento y validación se consigue de manera exitosa y lo que se persigue es implementar un prototipo de bajo costo, por lo que se empieza a disminuir las neuronas en la capa oculta hasta llegar al mínimo posible, con la que se obtengan un entrenamiento y validación satisfactoria. Hasta 16 neuronas en la capa oculta se logra un entrenamiento exitoso, con el valor anterior de neuronas no se logra un entrenamiento

debido a que en 5000 épocas (*epoch*) sólo se alcanzaba un rendimiento (*performance*) del 0.15 cuando se espera que el entrenamiento el rendimiento fuera inferior a $1e-8$ ($1 \cdot 10^{-8}$).

Al momento de introducir la red neuronal de 16 neuronas en la capa oculta en la simulación del Control Directo del Par se observó que la simulación era bastante lenta por lo que se optó en aumentar el número de neuronas de tal forma de dejar la simulación final con una red de 20 neuronas en la capa oculta. En la Fig. 16 se observa la configuración de la red neuronal en *Matlab*[®] con tres neuronas de entrada, veinte neuronas en la capa oculta, tres neuronas en la capa de salida. La función de activación en la capa oculta “*tansig*” y la función de activación en la capa de salida “*purelin*”, con 62 interacciones se logró el entrenamiento deseado con un rendimiento (*performance*) de $3.96e-10$ ($3.96 \cdot 10^{-10}$).

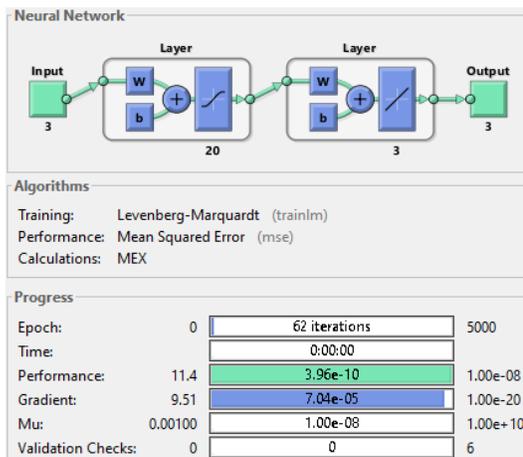


Fig. 16 Configuración de la red neuronal para el DTC clásico.

Una vez entrenada la red neuronal se exporta a *Simulink*[®] mediante la función “*gensim*” el bloque generado se copia y se reemplaza por el bloque de tabla de conmutaciones. En la Fig. 6 se observa la configuración del control DTC con la red neuronal sustituyendo el bloque de tabla de conmutaciones, también se observa que para un adecuado funcionamiento las señales de la red neuronal se deben saturar donde el límite inferior es 0 y el superior es 1. Para los casos en los que la salida se encuentre entre 0 y 1 se debe redondear, esto debido a que la salida de la red neuronal son señales analógicas y la señal de pulsos debe ser una señal discreta que tome los valores 0 o 1.

V. INVERSOR

El inversor de potencia utilizado en el control DTC clásico es un inversor de medio puente trifásico su implementación con las librerías de *SimPowerSystem* se muestra en la Fig. 17. Las señales de control (pulsos), está conformado por tres señales cada una controla un brazo del inversor, por ejemplo si las señales de los pulsos están en [1, 0, 1], la salida del inversor debería ser $[+V_d, -V_d, +V_d]$. En cada brazo del inversor para producir $+V_d$ se necesita que el

transistor $S1$ (transistor superior en el puente) este activado y el transistor $S2$ (transistor inferior en el puente) este desactivado ó sea la señal de control sea $[1, 0]$, como los pulsos están generando una señal de control de uno (1), para generar la señal cero (0) se niega la señal de pulso de esta manera se genera las señales de control $[1, 0]$, para producir $-V_d$ se necesita que el transistor $S1$ (transistor superior en el puente) este desactivado y el transistor $S2$ (transistor inferior en el puente) este activado ó sea la señal de control sea $[0, 1]$, como los pulsos están generando una señal de control de cero (0), para generar la señal uno (1) se niega la señal de pulso de esta manera se genera las señales de control $[0, 1]$.

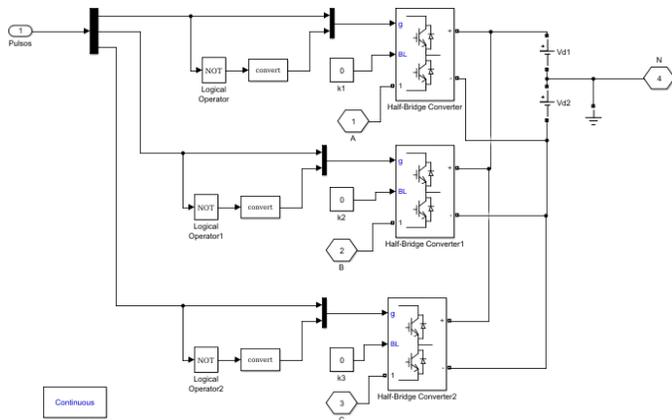


Fig. 17 Inversor.

VI ANÁLISIS DE RESULTADOS

Para la simulación se ejecuta desde velocidad inicial del motor 0 hasta 15 segundos, el torque de la carga inicial es de 2 Nm después de 2.5 segundos el torque de carga se elimina (cero). El controlador de velocidad es un controlador tipo PI donde la constante proporcional es 1, y la constante integral es 5, las pendientes del limitador de velocidad son de 70 rad por segundo, el torque se satura en 12 Nm y -12 Nm, el periodo de muestreo del controlador es de 10 μ seg, el ancho de banda del bloque de histéresis del torque es de 1 Nm, el ancho de banda del bloque de histéresis del flujo es de 0.02 Wb, el motor utilizado en la simulación es de 2 HP.

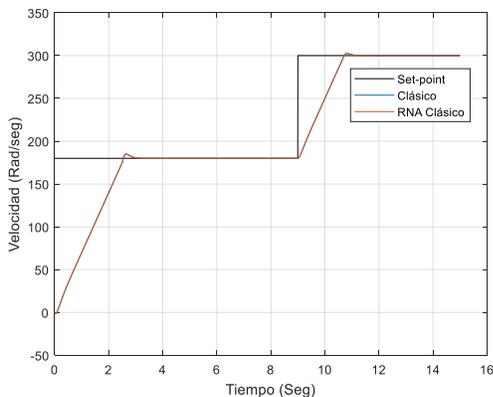


Fig. 18 Velocidad del motor.

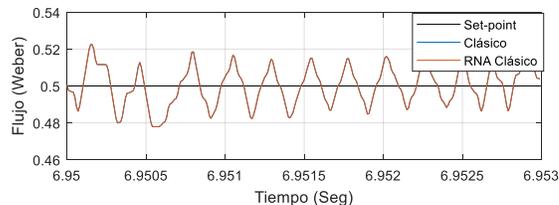
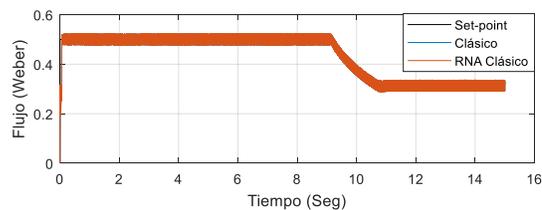


Fig. 19 Flujo del motor.

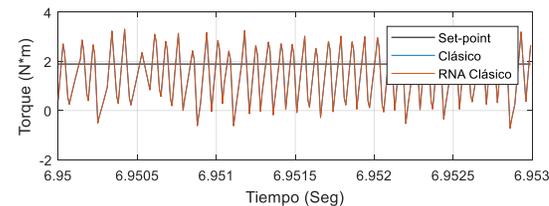
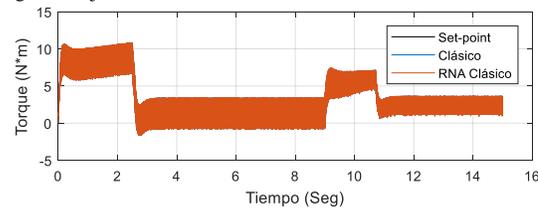


Fig. 20 Torque del motor.

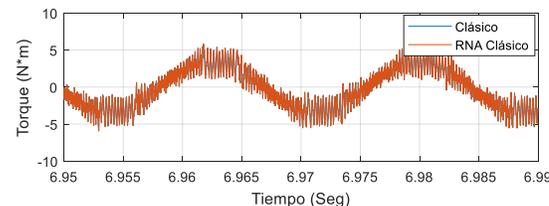
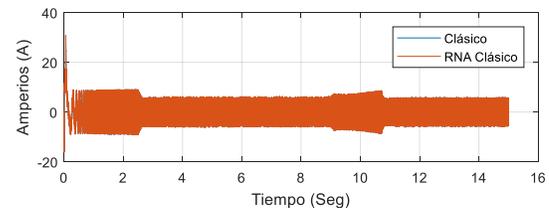


Fig. 21 Corriente en el estator.

VII. CONCLUSIONES

La velocidad de un motor de inducción es directamente proporcional al torque, si la referencia del torque permanece constante la velocidad aumenta indefinidamente lo que no es posible en un motor real. La función del controlador de velocidad es proporcionar al control DTC la señal de referencia del torque para la velocidad deseada sin entrar a la zona de saturación y evitando producir señales de corriente muy altas que son dañinas para la vida útil del motor.

Para evitar que ocurra la saturación del motor, entrando en la zona de debilitamiento del campo, en el controlador de velocidad debe existir una función que permita que cuando la velocidad de referencia sea menor que la velocidad nominal la referencia del flujo sea máxima. Además que cuando la velocidad de referencia sea mayor que la velocidad nominal, el flujo de referencia empiece a decaer en forma exponencial.

Se recomienda que el tiempo de muestreo del estimador del flujo y torque debe ser por lo menos cinco veces menor que las constantes de tiempo del rotor y el estator, por lo general este tiempo está en el orden de los microsegundos, lo que hace que las simulaciones sean lentas y para la implementación se disponga de un procesador potente.

Existen múltiples factores a tener en cuenta en la metodología de controlar la velocidad de un motor de inducción por medio del control DTC, entre ellos el ancho de banda de las histéresis del torque y flujo, el tipo de inversor, la selección de los estados del inversor, etc. La selección adecuada de estos garantiza una respuesta adecuada del sistema de control.

REFERENCIAS

- [1] Vas, P. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. (O. U. Press, Ed.). Oxford University Press, 1998.
- [2] Sutikno, T., Idris, N. R. N. and Jidin, A. A review of direct torque control of induction motors for sustainable reliability and energy efficient drives. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 32(0), 2014, 548–558.
- [3] Reza, C. M. F. S., Islam, M. D. and Mekhilef, S. A review of reliable and energy efficient direct torque controlled induction motor drives. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 37(0), 2014, p. 919–932.
- [4] Hydro-Québec. *Simscape TM Electrical TM User's Guide (Specialized Power Systems)*, 2018.
- [5] Guzmán Luna, J., Durley Torres, I., Álvarez, J. F. Propuesta de un generador de aplicaciones educativas basadas en televisión digital usando arquitectura de cómputo en la nube. *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada* ISSN: 1692-7257, 2014. DOI: <https://doi.org/10.24054/16927257.V24.N24.2014.2354>.
- [6] G Bermeo, W. L., De Souza Jr, A. B, Fernández N., T. R., Honório, D. A., Nogueira Dos Reis, L. L., Barreto, L. H. S. C. Control modo deslizante aplicado en la malla de corriente para una aplicación de una base-DSP para el control de posición de un motor de inducción de jaula de ardilla. *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada* ISSN: 1692-7257, 2016. DOI: <https://doi.org/10.24054/16927257.v27.n27.2016.2532>.
- [7] Fernández Samacá, L., Mesa Mesa, L. A. y Pérez Holguín, W. J., Investigación formativa para estudiantes de ingeniería utilizando robótica. *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada* ISSN: 1692-7257, 2017.
- [8] Rojas, D. y Alvarado, O., Ontología para los sistemas holónicos de manufactura basados en la unidad de producción, *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada* ISSN: 1692-7257, 2017.
- [9] Téllez, L. y Delgado, M., Modelo de interventoría tecnologías de la información en el área de conocimiento de la gestión del alcance PMBOK® y alineado con ISO 21500 y Cobot, *Revista de Tecnologías de Avanzada*, ISSN: 1692-7257, 2017.
- [10] Márquez, L., Lara, Y. y Ángulo, F., Prototipo de control de acceso de aulas y registro automático de asistencia, *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada*, ISSN: 1692-7257, 2017.
- [11] Tolosa, C. y Eugenio, B., Desarrollo de libros electrónicos: taller pedagógico, *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada* ISSN: 1692-7257, 2017.
- [12] Alvernia Acevedo, S. y Rico Bautista, D. Analysis of a network in an ipv6 environment: a view from network intrusions and the TCP/IP model. *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada* ISSN:1692-7257, 2017
- [13] Romero Riaño, E., Martínez Toro, G. y Rico Bautista, D. Minimum path tree: routing, approximate algorithms and complexity. *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada* ISSN: 1692-7257, Vol. 1, No. 31, 2018, DOI: <https://doi.org/10.24054/16927257.v31.n31.2018.2780>
- [14] González Castro, Y., Peñaranda, M, y Manzano Durán, O. The strategy of big data as a key factor of competitiveness in companies. *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada*, ISSN: 1692-7257, Vol. 1, No. 31, 2018, DOI: <https://doi.org/10.24054/16927257.v31.n31.2018.2765>.
- [15] Lizarazo Parada, J., Puentes Velásquez, A: y Vergara, M. Sistema de adquisición de datos para análisis de desbalance en máquinas rotativas. *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada* ISSN:1692-7257, 2018. DOI: <https://doi.org/10.24054/16927257.v31.n31.2018.2770>
- [16] L. Takahashi. T. Noguchi. A new quick response and high efficiency strategy of induction motor. *Industry Application Society*, 1985, p. 495-502.
- [17] M. Depenbrock. Direct self controlled (DSC) of inverter-fed induction machines, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 3, No.4, October, 1988.