

Simulación y control de la velocidad y par electromagnético de un motor de inducción trifásico: Un enfoque a vehículos eléctricos

Alberto Beltrán, Jesse Rumbo*, Héctor Azcaray, Karina Santiago, Manuela Calixto, Estela Sarmiento

*División Académica de Mecánica Industrial, Universidad Tecnológica Emiliano Zapata del Estado de Morelos,
Av. Universidad Tecnológica No. 1, Palo Escrito, 62760, Emiliano Zapata, Morelos, México*

Resumen

En este estudio se presentan los resultados obtenidos en simulación y control de un motor de inducción trifásico (MTI) utilizando MATLAB/Simulink. El análisis comprende el estudio de la respuesta transitoria del MTI en lazo abierto y en lazo cerrado utilizando dos tipos de controladores: Control Directo de Par (DTC) y Control Escalar. Los resultados más relevantes de este trabajo se dan al evaluar el desempeño de cada controlador, que tienen como objetivo principal seguir el perfil de velocidad deseado, atendiendo a las respuestas dinámicas de velocidad mecánica del rotor, par electromagnético, flujo magnético y corrientes de estator y rotor, así como de los voltajes de excitación. Se consideran dos escenarios de operación: en el primer caso el MTI opera sin carga mecánica y en el segundo opera como sistema de propulsión de un vehículo con parámetros mecánicos cercanos a los de un automóvil convencional. Así mismo se demostró que el DTC brinda al sistema de un comportamiento dinámico más óptimo minimizando los errores de seguimiento de velocidad y par electromagnético, minimizando el rizado en los valores de par y flujo estimado.

Palabras Clave:

Motor eléctrico de inducción, Inversores, Simulación de sistemas en Simulink, Trayectoria de velocidad, Control escalar, Modulación.

Simulation and Control of the Velocity and Electromagnetic Torque of a Three-Phase Induction Motor: An Electric Vehicles Approach.

Abstract

In this study we present the results obtained in simulation and control of a three-phase induction motor using MATLAB / Simulink. The analysis includes the study of the transient response of the MTI in open loop and in closed loop using two types of controllers: Direct Torque Control (DTC) and Scalar Control. The most relevant results of this work are obtained when the performance of each controller, whose main objective is to follow the desired speed profile, is assessed, attending to the dynamic responses of the rotor's mechanical velocity, electromagnetic torque, rotor's and stator's magnetic flux and currents, as well as the excitation voltages. Two operation scenarios are considered: in the first case the MTI operates without mechanical load and in the second one it operates as a propulsion system of a vehicle with mechanical parameters close to those of a conventional car. Likewise, it was demonstrated that the DTC provides the system with a more optimal dynamic behavior, minimizing the speed and electromagnetic torque tracking errors, minimizing the ripple in the torque and estimated flow values.

Keywords:

Electric induction motor, Inverters, Systems of simulation in Simulink, Velocity Trajectory, DTC, Scalar Control, Modulation, MTI.

*Autor para correspondencia: jjrumbo@hotmail.com

To cite this article: Alberto Beltrán, Jesse Rumbo, Héctor Azcaray, Karina Santiago, Manuela Calixto, Estela Sarmiento. 2019. Simulation and control of the speed and electromagnetic torque of a three-phase induction motor: focus on electric vehicles. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 16, 308-320 <https://doi.org/10.4995/riai.2018.10452>

Attribution-NonCommercial-NoDerivatives 4.0 International (CC BY-NC-ND 4.0)

1. Introducción

El control de máquinas eléctricas rotativas es un tema de especial interés dentro de la ingeniería aplicada. En las últimas décadas el desarrollo de técnicas de control en motores trifásicos de inducción (MTI) ha tomado impulso y relevancia ya que este tipo de motores presenta ventajas significativas en comparación con los convencionales motores de corriente directa. Aunque existen otro tipo de motores eléctricos que ofrecen características de dinamismo más eficientes que los trifásicos de inducción, como son los motores sin escobillas de corriente directa o alterna, los MTI no dejan de ser una alternativa no descartable por cuestiones de simplicidad de funcionamiento y costo. Cerca del 30 % de las emisiones contaminantes en el mundo son producidas por los automóviles propulsados por motores de combustión interna y se ha encontrado que los vehículos eléctricos (VE) representan una alternativa viable para la solución de este problema (Hart, 2001) y (Beltrán, 2011).

Existen trabajos previos (Negm et al., 2006), (Gokdere et al., 2001), (Idris et al., 2001) y (Bolio, 2001) que se han enfocado al estudio y diseño de controladores para MTI con el fin de lograr un desempeño óptimo en aplicaciones donde el control de la velocidad angular, el par y las corrientes de consumo del motor son las variables que impactan de forma directa en la operación y uso eficiente de la energía eléctrica (Bazzi et al., 2009). En el tema de vehículos eléctricos es muy importante mantener un control de velocidad, de par desarrollado así como del uso de la energía ya que en estos se requiere mantener la velocidad y potencia constante ante cambios de pendiente o perfiles de velocidad y aceleración impuestos por el operador, así como una autonomía de funcionamiento al utilizar energía proveniente de baterías.

La aportación de este trabajo se enfoca en realizar un análisis comparativo entre dos esquemas de control (DTC y escalar) con un enfoque a VE considerando mejoras en la modulación que se utiliza en el inversor de Voltaje, aunque este aspecto no es mencionado ya que se está trabajando aun en el mejoramiento de los resultados para este punto, las simulaciones ya incluyen la inserción de una modulación PWM senoidal para ambos esquemas de control, este aspecto será abordado en un trabajo futuro. Con el análisis de los esquemas de control DTC y escalar se demuestra que el seguimiento de velocidad y minimización de rizado en el par electromagnético del motor presentan mejor comportamiento dinámico utilizando el DTC. Los trabajos que hasta el momento se han realizado utilizando Control Directo de Par o DTC para motores de inducción trifásico consideran la modulación clásica de sextantes en el inversor, en este caso se utiliza una modulación pwm senoidal que minimiza el rizado en las corrientes, lo que conlleva a un mejor aprovechamiento de la energía, mayor autonomía para el VE y menos deterioro en los dispositivos de potencia de los convertidores electrónicos como lo es el inversor de voltaje.

Este trabajo se divide de la siguiente forma: En la sección dos trata brevemente del modelo matemático del vehículo eléctrico, modelo matemático del inversor trifásico y modelo matemático del MTI. En la sección tres se presentan los esquemas de control, se explica el funcionamiento del DTC y del Control Escalar aplicados al motor.

En la sección de cuatro se presenta la configuración y desarrollo del sistema, aplicando los tres modelos matemáticos y

se explica la programación utilizando MATLAB/Simulink de los controladores que se han propuesto para las pruebas de seguimiento de perfiles o trayectorias de velocidad. Para este fin, se utiliza un modelo matemático lineal e ideal de un inversor trifásico que provee de los voltajes de alimentación del MTI.

En la sección cinco se presentan los resultados obtenidos aplicando los controladores en el modelo MTI, mostrando las gráficas de la respuesta dinámica de la velocidad angular, el par electromagnético, el flujo magnético del MTI así como las corrientes en los devanados del estator y del rotor para el DTC y para el control escalar. Los resultados se presentan para el MTI en vacío y actuando como elemento de propulsión del VE.

En la sección de conclusiones se exponen los puntos importantes que resumen los resultados de este trabajo así como las propuestas de solución a otros problemas en el control de MTI, como trabajos futuros.

2. Modelo matemático del vehículo eléctrico

El análisis que se ha realizado para el seguimiento de trayectorias de velocidad del MTI considera la operación de este en vacío y la operación con carga mecánica acoplada al eje, constituida por el accionamiento del vehículo eléctrico.

Para modelar al vehículo eléctrico se consideran las siguientes fuerzas:

1. La fuerza de tracción que existe en la transmisión mecánica F_{te} .
2. La fuerza fricción existente entre la carrocería del VE y el viento F_{ad} .
3. Las fuerzas de fricción que actúan entre la superficie y las ruedas del vehículo F_{rr} .
4. El peso del vehículo, distinguiendo sus componentes debidas a la pendiente de la superficie sobre la cual se conduce al vehículo.

Se considera una transmisión mecánica simple como la que se muestra en la Figura 1. El análisis del modelado parte de las ecuaciones 1 y 2 que se muestran a continuación. (Duran, 2009), (Haddoun et al., 2007b), (Soltani et al., 2009).

$$T = \frac{r}{n_g G} F_{te} \quad (1)$$

$$T = n_g \frac{r}{G} F_{te} \quad (2)$$

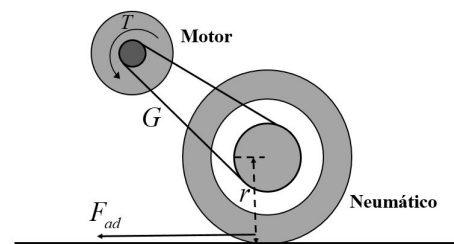


Figura 1: Representación de la transmisión del VE.

La ecuación 1 se utiliza cuando la máquina opera como motor proporcionando un par de entrada. De la Figura 1 se obtiene la relación entre la velocidad lineal v del VE y la velocidad

angular ω_r del motor en condiciones de rodadura sin deslizamiento.

$$\omega_r = G \frac{v}{r} \quad (3)$$

El VE tendrá que operar en terrenos donde las pendientes juegan un papel importante en el desempeño de un sistema de control. Cabe señalar que estas no se consideran como perturbaciones ante el seguimiento de trayectorias de velocidad. Este tema será tratado en un trabajo futuro. La Figura 2 muestra las fuerzas actuantes en el VE en una pendiente.

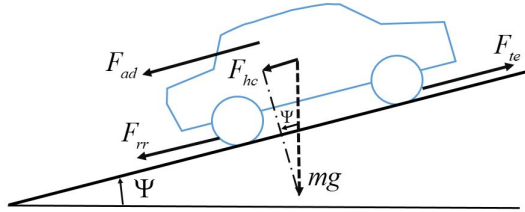


Figura 2: Fuerzas actuantes en el VE.

La fuerza F_{rr} es la resistencia a la rodadura que existe entre los neumáticos y la superficie sobre la cual se mueve el vehículo y está dada por:

$$F_{rr} = \mu_{rr} mg \cos(\psi) \quad (4)$$

La resistencia aerodinámica que actúa en todo el vehículo es:

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \rho AC_d v^2 \quad (5)$$

También se requiere vencer la fuerza F_{hc} para mover el VE hacia arriba por la pendiente con un ángulo de inclinación ψ , la cual se puede determinar como una componente del peso del vehículo tangencial a la pendiente y matemáticamente se expresa como:

$$F_{hc} = mg \sin(\psi) \quad (6)$$

Considerando a F_{te} como la fuerza total que se requiere para mover al vehículo y aplicando la segunda ley de Newton al VE (sumatoria de fuerzas)

$$F_{te} - F_{rr} - F_{ad} - F_{hc} = ma \quad (7)$$

Despejando F_{te} en ec. 7 y sustituyendo ec.5 y ec.6 en ec.9 se obtiene la ecuación diferencial que relaciona la F_{te} con la velocidad v

$$F_{te} = ma + F_{rr} + F_{ad} + F_{hc} \quad (8)$$

$$F_{te} = ma + \mu_{rr} mg \cos(\psi) + \frac{1}{2} \rho AC_d v^2 + mg \sin(\psi) \quad (9)$$

Para unificar el modelo de la parte mecánica con la parte eléctrica se utiliza la ecuación del par electromagnético del motor de inducción que se expresa como:

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \quad (10)$$

El par de carga T expresado en la ecuación 1 es ahora el término T_L en la ecuación 10, expresando la ecuación anterior en términos de T se tiene:

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + \frac{r}{n_g G} F_{te} \quad (11)$$

Al sustituir F_{te} en la ecuación 11 se tiene:

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + \frac{r}{n_g G} \left(m \frac{dv}{dt} + \mu_{rr} mg \cos \psi + \frac{1}{2} \rho AC_d v^2 + mg \sin \psi \right) \quad (12)$$

De esta manera se obtiene el modelo matemático unificado de la parte mecánica y la parte eléctrica. Para propósito de simulaciones del VE se puede despejar la aceleración angular del MTI y expresarla mediante la ecuación 13.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left[T_e - B\omega_r - \frac{r}{n_g G} \left(m \frac{dv}{dt} + \mu_{rr} mg \cos \psi + \frac{1}{2} \rho AC_d v^2 + mg \sin \psi \right) \right] \quad (13)$$

Algunos parámetros involucrados en las ecuaciones que rigen el análisis de las fuerzas actuantes en el VE no se describen. Por otra parte, la Tabla ?? describe los más importantes.

2.1. Inversor trifásico

Para obtener el comportamiento que brinda un inversor trifásico de voltaje se tomó el modelo lineal utilizado en simulaciones de electrónica de potencia (Rashid, 2001), el cual está conformado de una matriz cuadrada de orden 3 que recibe como entradas señales lógicas o binarias que indican la activación de los interruptores o dispositivos de conmutación del inversor, mediante estas señales de entrada el modelo es capaz de obtener a la salida los voltajes trifásicos, esto es tres señales de corriente alterna desfasadas 120° una de otra.

La generación de las señales binarias depende de la técnica de modulación que se utiliza, en el caso del PWM senoidal las señales se generan mediante la comparación de una señal triangular (portadora) y una señal senoidal (moduladora). Otra forma de obtener las señales binarias es directamente programando una tabla de estados de conmutación.

La amplitud de los voltajes está determinada por el valor de voltaje que se indica en el bus de corriente directa (CD) y la frecuencia de los voltajes está en función de la frecuencia a la cual se envíen las señales binarias de entrada.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_i}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ag} \\ V_{bg} \\ V_{cg} \end{bmatrix} \quad (14)$$

En donde, V_{an} , V_{bn} y V_{cn} , son los voltajes de fase, V_i es el voltaje del bus de CD, V_{ag} , V_{bg} y V_{cg} son las señales de control que recibe el inversor (señales binarias).

2.2. Modelo matemático del MTI

Las variables de interés en el caso del MTI son las corrientes de los devanados del rotor y el estator, el par electromagnético así como la aceleración angular desarrollada, para estudiar la dinámica de estas variables se tienen las siguientes ecuaciones que integran al modelo matemático del MTI (Beltrán, 2011) y (Krause et al., 2013), (Haddoun et al., 2007a), (Vidal, 2006). La dinámica de las corrientes en los devanados del estator se expresa como:

$$\frac{d}{dt} I_{abc_s} = L_s^{-1} \left(V_{abc_s} - R_s I_{abc_s} - I_{abc_s} \left(\frac{d}{d\theta_r} L_s \omega_r n_p \right) \right) \quad (15)$$

La dinámica de las corrientes en los devanados del rotor se expresa de la siguiente forma:

$$\frac{d}{dt} I_{abc_r} = L_r^{-1} \left(V_{abc_r} - R_r I_{abc_r} - I_{abc_r} \left(\frac{d}{d\theta_r} L_r \omega_r n_p \right) \right) \quad (16)$$

La ecuación 17 obtiene la dinámica del par electromagnético en función de las corrientes de las ecuaciones 15 y 16.

$$T_e = \frac{1}{2} [I_{abc}]^T \frac{dL}{d\theta_r} [I_{abc}] \quad (17)$$

La aceleración del rotor puede obtenerse mediante el trabajo realizado de (Beltrán, 2011).

El modelo matemático del MTI utilizado en este trabajo está representado en un marco de referencia fijo al rotor (Krause et al., 2013), cuya forma de expresarse es la siguiente:

$$R = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$V = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs} \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (19)$$

$$I = [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs} \quad I_{ar} \quad I_{br} \quad I_{cr}]^T \quad (20)$$

$$\lambda = [\lambda_{as} \quad \lambda_{bs} \quad \lambda_{cs} \quad \lambda_{ar} \quad \lambda_{br} \quad \lambda_{cr}]^T \quad (21)$$

Las ecuaciones 18, 19, 20 y 21 son las matrices y vectores de las variables de interés en el modelo matemático del MTI. Las matrices de inductancias se expresan de la manera siguiente: la matriz de inductancias en el estator es $[L_s]$ y la matriz de inductancias en el rotor es $[L_r]$.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (23)$$

L_{ls} es la inductancia de dispersión, L_{ms} es la inductancia de magnetización en los devanados del estator, L_{lr} es la inductancia de dispersión en los devanados del rotor y L_{mr} es la inductancia de magnetización en los devanados del rotor. De esta manera puede definirse a la inductancia propia de los devanados del estator y del rotor como $L_s = L_{ls} + L_{ms}$ y $L_r = L_{lr} + L_{mr}$ respectivamente. La matriz de inductancia mutua se expresa de la siguiente manera:

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi \right) & \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi \right) \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi \right) & \cos \left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi \right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (24)$$

Donde L_{sr} es el valor máximo de la inductancia mutua. Esto permite construir el modelo matemático de las ecuaciones 15 y 16 de forma matricial en un marco de referencia fijo al rotor tal como se presenta a continuación:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{abc_s} \\ I_{abc_r} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_r \end{bmatrix} \right)^{-1} * \left(\begin{bmatrix} V_{abc_s} \\ V_{abc_r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abc_s} \\ I_{abc_r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I_{abc_s} \\ I_{abc_r} \end{bmatrix} \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_r \end{bmatrix} \omega_r n_p \right) \right) \quad (25)$$

El modelo matemático descrito en la ecuación 25 junto con las ecuaciones 17 que describe el par electromagnético y la aceleración brindan la dinámica total del motor de inducción trifásico.

3. Esquemas de control

3.1. Esquema de control: Control directo de par

El Control Directo de Par o DTC por sus siglas en inglés *Direct Torque Control* consiste en el control del par electromagnético y del flujo magnético producido en el estator, teniendo un efecto inmediato en el control de la velocidad. El control directo de par está basado en dos lazos, uno de par y otro de flujo. Cada lazo cuenta con un control por histéresis que procesa los errores generados de la resta de un par y un flujo de referencia con los valores estimados (Idris et al., 2006), (Sahoo et al., 2008) y (Faiz et al., 2002). La Figura 3 muestra el esquema del DTC y los elementos que lo conforman.

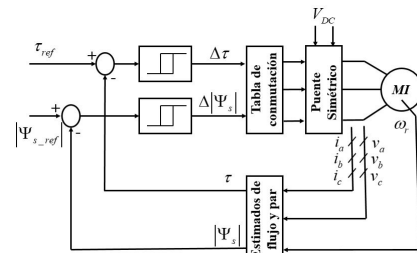


Figura 3: Esquema del DTC (Sahoo et al., 2008).

Existen dos lazos de control principales, uno para controlar el flujo y otro para el control del par. En la Figura 3 τ_{ref} se denomina par electromagnético de referencia y Ψ_{sref} se denomina

flujo magnético de referencia. El bloque denominado *estimador de flujo* y par se encarga de estimar dichos valores mediante la medición de las corrientes de fase y el voltaje en el bus de CD. Una vez que se ha estimado el par electromagnético T y el flujo magnético Ψ_s se comparan con sus respectivos valores de referencia y se generan dos errores, uno de par y otro de flujo. Cada uno de estos errores es procesado con controladores de histéresis, **CHP** es el control de histéresis para el lazo de par y **CHF** es el control de histéresis para el lazo de flujo.

El bloque denominado tabla de conmutación se encarga de seleccionar las señales que se envían al inversor para obtener los estados de conmutación óptimos, la selección se realiza con base en el ángulo y magnitud del vector de flujo y en los errores de par y flujo. La tabla de estados de conmutación se debe generar y programar previamente; es importante remarcar que el control no es capaz de generar por si solo la tabla.

El bloque denominado *punte asimétrico* representa al inversor trifásico que se utiliza para alimentar al MTI, con el fin de brindar un comportamiento dinámico mejorado se utilizó el esquema del DTC reportado por (Beltrán, 2011) (ver Figura 4).

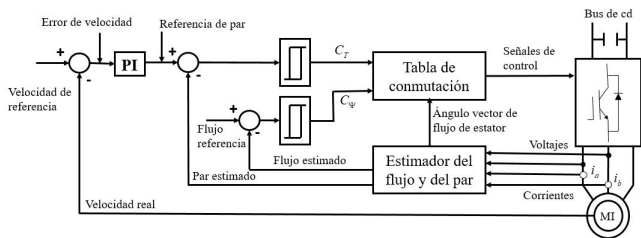


Figura 4: Diagrama de bloques del DTC modificado (Faiz et al., 2002)

Las modificaciones consisten en adicionar la medición de la velocidad angular del MTI y restarla a una velocidad de referencia para generar un error de velocidad, dicha referencia es justamente la composición de perfiles que conforman a la trayectoria de velocidad que el MTI tendrá como consigna de seguimiento. Se utiliza un controlador PI mediante el cual se procesa el error de velocidad y se obtiene la referencia de par. La medición de voltajes ya no se realiza en el bus de CD, en su lugar se miden los voltajes de fase del motor para estimar el par y el flujo (Beltrán, 2011) y (Trounce, 2001).

Para la estimación de par y flujo se realiza una transformación en coordenadas trifásicas (a b c) a $(\alpha \beta)$ denominada *coordenadas bifásicas* $(\alpha \beta)$. En análisis de máquinas eléctricas esta modificación de coordenadas suele conocerse como marco de referencia estacionario o fijo al estator.

Llámesese I_{as}, I_{bs}, I_{cs} a las corrientes medidas en el estator y V_{as}, V_{bs}, V_{cs} a los voltajes medidos en el estator, es necesario transformar este sistema a uno en coordenadas $(\alpha \beta)$, la herramienta matemática utilizada se conoce como transformación de Park (González, 2004) y consiste en una matriz que transforma un sistema trifásico a un sistema bifásico. Así, corrientes y voltajes quedan expresados de la siguiente manera:

$$I_{\alpha\beta_s} = K_{ss} I_{abc_s} \tag{26}$$

$$V_{\alpha\beta_s} = K_{ss} V_{abc_s} \tag{27}$$

Donde K_{ss} se conoce como matriz de transformación de Park la cual se presenta como sigue:

$$K_{ss} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & -\sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{28}$$

Mediante la matriz K_{ss} los vectores de corrientes y voltajes se presentan así:

$$I_{abc_s} = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T \rightarrow I_{\alpha\beta_s} = [I_{\alpha_s} \ I_{\beta_s} \ I_0]^T \tag{29}$$

$$V_{abc_s} = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T \rightarrow V_{\alpha\beta_s} = [V_{\alpha_s} \ V_{\beta_s} \ V_0]^T \tag{30}$$

Finalmente, las corrientes y voltajes en coordenadas $(\alpha \beta)$ se calculan de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha_s} \\ I_{\beta_s} \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & -\sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \tag{31}$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha_s} \\ V_{\beta_s} \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & -\sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{32}$$

La ecuación que define a los enlaces de flujo magnético se expresa como:

$$\lambda = L \frac{dI}{dt} \tag{33}$$

Por lo que respecta a la ecuación 33 el voltaje influye directamente en el flujo magnético del estator ya que si de la ecuación 33 se despeja λ_s se tendrá

$$\frac{d}{dt} \lambda_s = -R_s I_s + V_s \tag{34}$$

Lo que se tiene en ec. 34 es una ecuación diferencial que define a los enlaces de flujo en términos del voltaje aplicado y de la caída de tensión en los devanados del estator.

Donde λ_{α_s} y λ_{β_s} son las componentes estimadas del vector de flujo magnético en el estator en un sistema bifásico, la Figura 5 ilustra las componentes del vector de flujo en coordenadas $(\alpha \beta)$.

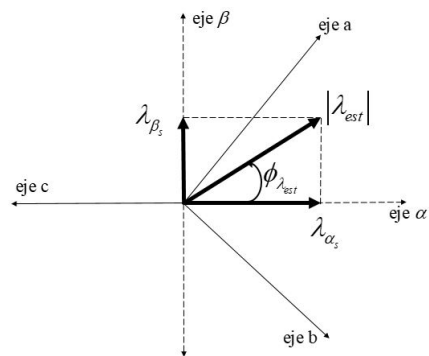


Figura 5: Componentes del vector de flujo magnético en el estator.

El flujo magnético estimado se obtiene de la magnitud del vector de flujo, así el flujo estimado como el ángulo del mismo se calculan con base en la Figura 5.

$$|\lambda_{est}| = \sqrt{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \tag{35}$$

$$\phi_{\lambda_{est}} = \tan^{-1} \frac{\lambda_{\beta s}}{\lambda_{\alpha s}} \tag{36}$$

Lo que hasta este punto se tiene es únicamente el observador que estima la magnitud del vector de flujo $|\lambda_{est}|$ y su ángulo $\phi_{\lambda_{est}}$.

Por otro lado, para la estimación del par electromagnético intervienen las componentes del vector de flujo así como las corrientes. Mediante la ecuación 37 se estima el par del motor.

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \lambda_{\alpha s} (I_{\beta s} - \lambda_{\beta s}) I_{\alpha s} \tag{37}$$

3.2. Control escalar

Esta técnica se basa en la variación de la frecuencia y la amplitud de los voltajes aplicados al motor. La variación de frecuencia y amplitud debe ser en proporción lineal por lo que la inclusión de controladores lineales tales como un PI son suficientes para lograr el objetivo de control.

En el control escalar se calcula el error entre la velocidad real y la referencia y se procesa con un controlador PI, después se suma la señal de control que se obtuvo nuevamente a la velocidad real, el resultado final es la señal que se encarga de variar a la frecuencia de los voltajes de alimentación (Cholula, 2005), (Ogata, 2010). En la Figura 6 se muestra el esquema del control escalar.

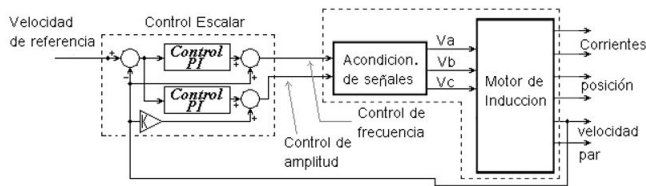


Figura 6: Esquema de control escalar.

Para el diseño del controlador PI, se realizó por colocación de polos, las líneas de retroalimentación que recibe el PI son el error de la velocidad real y la deseada, la ganancia K (constante) presenta un efecto de mejora para el control del sistema.

4. Configuración y desarrollo del sistema: aplicando los tres modelos matemáticos

Tomando en consideración los planteamientos de los modelos matemáticos para el vehículo eléctrico, el inversor trifásico y el MTI, así como los esquemas de control de los que se habló en las secciones anteriores. En esta sección se explica la programación desarrollada en MATLAB Simulink para la obtención de los resultados que se mostrarán más adelante.

Para observar la respuesta dinámica del MTI en lazo abierto se realizó el esquema de simulación que se muestra en la figura 7, el cual considera al modelo matemático del MTI y al modelo matemático del VE, con el fin de acercar los resultados en lazo abierto a las condiciones de operación que se tendrían para la impulsión de un VE. La Tabla 2 muestra el valor para los parámetros del VE que se han considerado.

La potencia nominal del MTI bajo estudio es de 11 Kw y los valores para los parámetros del inversor trifásico se muestran en la Tabla 3.

Tabla 1: Parámetros considerados para la simulación del modelo matemático del MTI

Parámetro	Valor
Resistencia de estator R_s	0,06336 Ω
Resistencia de rotor R_r	0,073558 Ω
Inductancia de dispersión de estator L_s	0,8646 mH
Inductancia propia del estator L_{ss}	17,913 mH
Inductancia de dispersión del rotor L_r	0,8646 mH
Inductancia propia del rotor L_{rr}	17,913 mH
Inductancia mutua de estator L_{ms}	8,9565 mH
Inductancia mutua de rotor L_{rs}	8,9565 mH
Inductancia mutua estator - rotor L_{sr}	17,913 mH
Momento de inercia J_{MI}	1,0473 Kgm^2
Coefficiente de fricción viscosa B	$11,5347 \times 10^{-3} \frac{kgm^2}{s}$
Numero de pares de polos n_p	2

Tabla 2: Parámetros para la simulación del modelo matemático del VE

Parámetros	Valor
Masa m	1366 kg
Coefficiente aerodinámico C_d	0.23
Área frontal A	2.66 m^2
Coefficiente de fricción μ_{rr}	0.015
Coefficiente de transmisión G	5.5
Eficiencia de la transmisión η_g	0.95
Radio de los neumáticos r	0.2876 m

Tabla 3: Parámetros para la simulación del del inversor trifásico

Parámetros	Valor
Voltaje en el bus de CD	130V
Tipo de modulación	PWM senoidal
Índice de modulación	0.8

Los valores de las Tablas 1, 2 y 3 corresponden a los programados en MATLAB mediante los cuales se monitorean las gráficas de los resultados, en las Figuras 8 y 9 se muestran los esquemas de simulación para el estimador de par y flujo utilizado en el control directo de par, así como el esquema de control directo de par.

Con la simulación mostrada en la Figura 8 se observó el comportamiento del par electromagnético y del flujo magnético en el estator en lazo abierto, se considera que el motor está alimentado con el inversor trifásico y que el par de carga es impuesto por el VE.

En la Figura 9 se presenta el esquema de simulación en MATLAB Simulink para el DTC requerido para el seguimiento de trayectorias con ciertos perfiles de velocidad establecidos para el MTI. Este esquema considera el modelo matemático del VE, el MTI y el modelo del inversor trifásico.

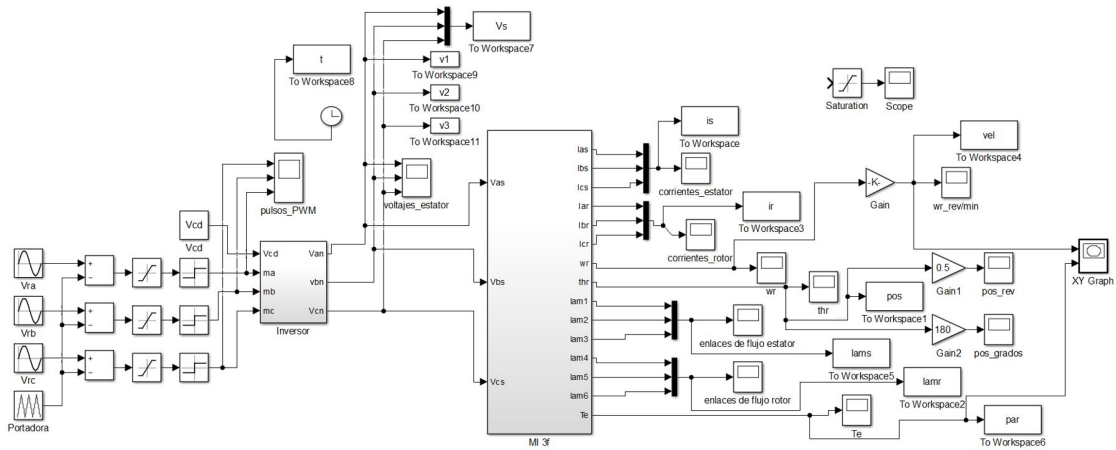


Figura 7: Esquema de simulación del MTI + Inversor + VE en lazo abierto.

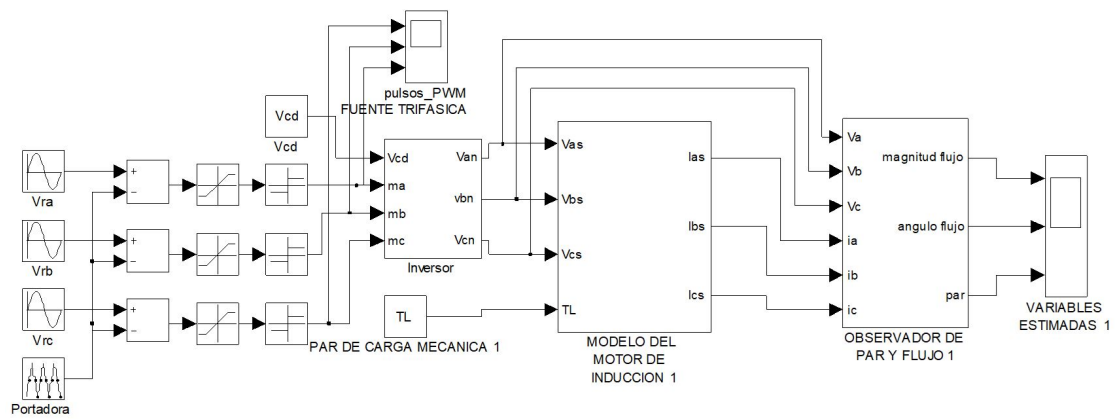


Figura 8: Esquema de simulación para el estimador de par electromagnético y flujo.

El esquema de control basado en el DTC requiere los bloques de función que estiman el par electromagnético y el flujo magnético en el estator.

En la Figura 10 se muestra el diagrama de bloques en simulink para la simulación del control escalar, debe observarse que la variable retroalimentada es únicamente la velocidad real del motor (W_{real}) la cual es comparada con la velocidad de referencia (W_{ref}). El control escalar se basa en el procesamiento del error de velocidad mediante controladores PID que regulan tanto la amplitud de las señales moduladoras como su frecuencia, estas señales de control se envían al bloque inversor. De esta forma se consideran como señales de conmutación que generan los voltajes de alimentación para las tres fases del motor.

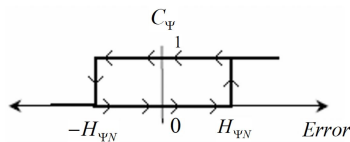


Figura 11: Control de histéresis CHF, lazo de flujo.

Los bloques denominados CHP y CHF en el esquema de la Figura 4 se encargan de procesar los errores que se producen al comparar el par y el flujo de referencia, su funcionamiento se basa en lo siguiente: para el controlador de flujo dos niveles de

saturación delimitados por una banda llamada *banda de histéresis* se encargan de obtener a la salida del CHF una salida binaria que indica, simplemente, un estado lógico de activación o no activación. La banda de histéresis está acotada por dos valores llamados *límites de banda* que indican en términos prácticos el porcentaje de variación alrededor del valor de referencia deseado para el flujo. La Figura 11 y la Tabla 4 ilustran la operación del CHF.

Tabla 4: Estados de operación del CHF.

Condición	Salida del controlador de histéresis
$Error \geq H_{\psi P}$	$C_{\psi} = 1$
$Error \leq -H_{\psi N}$	$C_{\psi} = 0$
$ Error \leq H_{\psi P}$	Mantener C_{ψ}
$ Error - H_{\psi N}$	

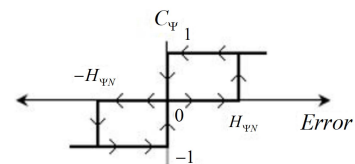


Figura 12: Control de histéresis CHF, lazo de par.

En donde $H_{\psi P}$ es el límite superior de la banda de histéresis

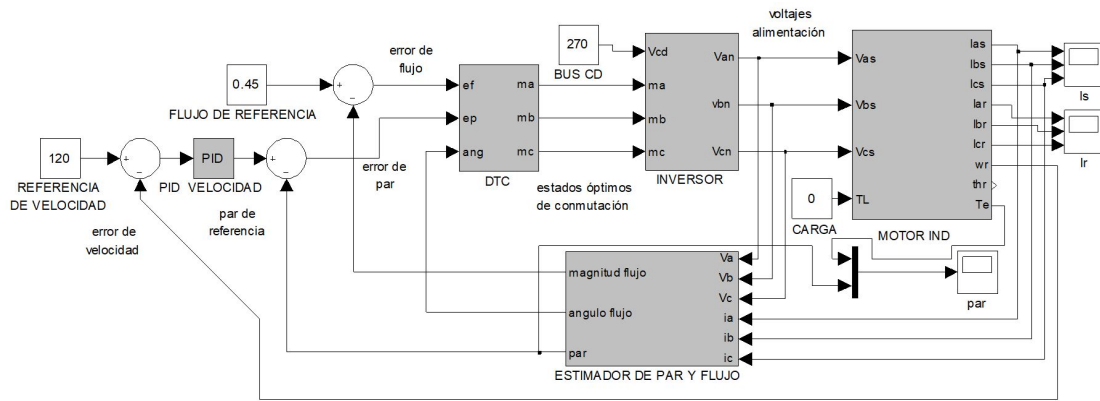


Figura 9: Esquema de simulación para el DTC que considera al Inversor + MTI + VE.

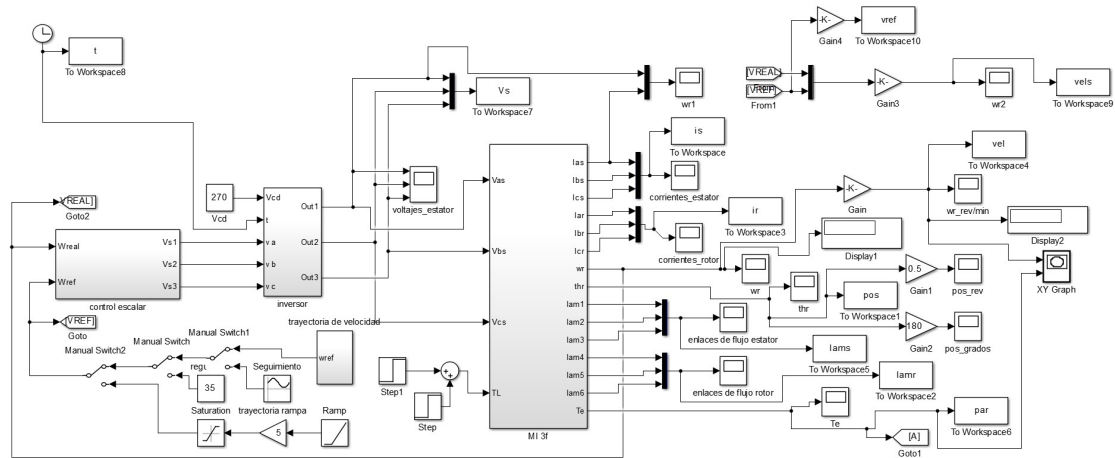


Figura 10: Diagrama de bloques para el control escalar en Simulink.

y $H_{\psi N}$ es el límite inferior de la banda, C_{ψ} es la salida binaria del controlador de histéresis.

Tabla 5: Estados de operación del CHF.

Condición	Salida del controlador de histéresis
Error $\geq H_{TP}$	$C_T = 1$
Error ≤ 0	$C_T = 0$
Otro	Mantener C_T
Error $\leq -H_{TN}$	$C_T = -1$
Error ≥ 0	$C_T = 0$
Otro	Mantener C_T

El controlador para el lazo de par CHF tiene un funcionamiento similar al anterior, la diferencia es que éste cuenta con tres niveles de saturación y por lo tanto las posibles condiciones que se pueden presentar son 6; en la Figura 12 se ilustra su funcionamiento y posibles condiciones.

En este caso H_{TP} es el límite superior de la banda de histéresis y H_{TN} es el límite inferior, C_T es la salida del controlador de histéresis.

En resumen, para el CHF se tendrán dos posibles salidas 1 o 0 y para el CHP se podrá tener -1, 0 y 1, las salidas de ambos controladores de histéresis y el ángulo estimado del vector de

flujo determinan el voltaje de salida del inversor.

5. Simulación y control de MTI: aplicado a vehículos eléctricos

Mediante el esquema de simulación mostrado en la Figura 7 se obtuvieron las siguientes gráficas que muestran la respuesta transitoria del MTI en lazo abierto considerando al inversor como fuente de alimentación y una carga mecánica impuesta por el VE.

La variación de amplitud que se observa cada tres periodos en la corriente del estator es debido a las conmutaciones en el inversor de voltaje. Sin embargo, aún es objeto de análisis, pero se considera su estudio y atenuación del efecto si este resulta en detrimento del desempeño del sistema.

Se muestran solamente las corrientes en la fase **A** para simplificar la presentación de los resultados en lazo abierto, los cambios en las fases **B** y **C** del estator y rotor no son significativos y solo se toma en cuenta el desfase de 120° eléctricos entre corrientes y voltajes de cada fase.

La velocidad desarrollada por el MTI durante el arranque hasta alcanzar el estado estacionario así como el comportamiento del par electromagnético generado en el arranque hasta el estado estacionario se muestran en las Figuras 14 (a) y (b).

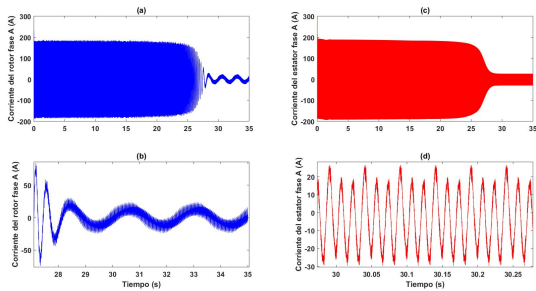


Figura 13: (a) Corriente de la fase A (rotor), (b) Acercamiento fase A (rotor), Corriente de la fase A (estator), (b) Acercamiento fase A (estator) .

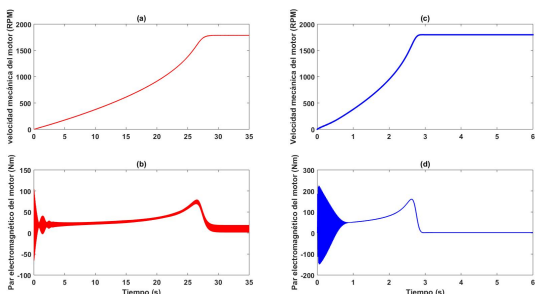


Figura 14: (a) Velocidad desarrollada por el MTI en lazo abierto, (b) Par electromagnético desarrollado por el MTI en lazo abierto, (c) Respuesta dinámica de la velocidad del MTI en lazo abierto sin carga mecánica, (d) Respuesta dinámica del par electromagnético del MTI en lazo abierto sin carga mecánica.

Se muestra el comportamiento dinámico de la velocidad y el par electromagnético del MI considerando que no existe carga mecánica acoplada al eje del MI y posteriormente con una carga mecánica equivalente a la que él VE le impondría al MI. En las Figuras 14 (c) y (d), se muestra la respuesta dinámica del MTI en lazo abierto considerando al VE, de la misma forma se muestra la respuesta dinámica de la velocidad y el par electromagnético del MTI en lazo abierto sin carga mecánica acoplada al eje (Figuras 14 (a) y (b)).

El objetivo de mostrar la respuesta dinámica del MTI en lazo abierto es justificar el uso del controlador para fines de regulación de la velocidad mecánica y el par electromagnético generado, en la Figura 14 (a) se observa que la velocidad en estado estacionario se alcanza aproximadamente en 28 segundos con el VE al no existir controlador alguno para optimizar la respuesta ni realizar seguimiento de trayectorias de velocidad ni control del par electromagnético. Lo anterior significaría un desempeño dinámico deficiente para la operación del sistema.

En las Figuras 14 (a) y (b) se observa la respuesta dinámica de la velocidad y el par electromagnético generado por el MTI en lazo abierto sin carga mecánica, es claro que el tiempo en el que se alcanza el estado estacionario es menor que en el caso con carga mecánica (3 segundos aproximadamente).

En lazo abierto el motor tiene un periodo transitorio de 28 segundos alcanzando valores de 22 A en las corrientes del estator así como las del rotor (ver Figuras 13 (a), (b), (c) y (d)), la velocidad evoluciona con una curva típica de arranque en lazo abierto y alcanza una velocidad de estado estacionario 1788 rpm, por debajo de las 1798 rpm que típicamente se tienen (ver Figura 14 (a)), esto es por el deslizamiento mayor que el mo-

tor presenta con carga mecánica. Una vez alcanzado el estado estacionario, el par electromagnético disminuye (ver Figura 14 (b)), justo antes de este instante se tiene el par máximo de 68 Nm llamado par de arranque.

Las simulaciones del control del MTI con seguimiento de trayectorias se muestran en las Figuras 15 y 16. En este caso, las condiciones de la simulación se colocan para una carga mecánica en el rotor nula, se considera la masa del rotor y su momento de inercia así como la fricción en los rodamientos. Se observa que debido a la ausencia de carga mecánica el error en el seguimiento de par electromagnético y velocidad es mínimo, sin embargo, dadas las condiciones de alimentación el par electromagnético y el flujo magnético presentan oscilaciones o rizado atribuidas a la frecuencia de las conmutaciones del inversor.

Las Figuras 15, 16, 17 y 18 muestran el comportamiento del sistema bajo el esquema del control directo de par (DTC).

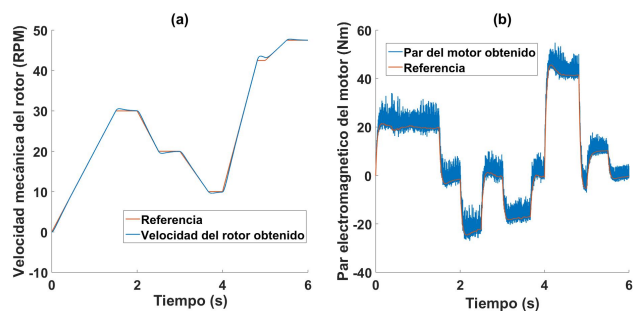


Figura 15: (a) Seguimiento de velocidad, (b) Seguimiento de par electromagnético.

Al realizar el control mediante el DTC para el seguimiento de un perfil de velocidad como el que se muestra en la Figura 15 se observó que si no se incluye la dinámica del VE el control de seguimiento presenta un error mínimo entre la velocidad de referencia y la velocidad desarrollada. Aunque en este trabajo no se presenta los índices de porcentaje de error para la velocidad y el par, estos se obtuvieron, en el caso de la velocidad, utilizando el DTC sin carga mecánica solidaria al eje del motor este error es del 2.8 % para la trayectoria de velocidad mostrada en la Figura 15.

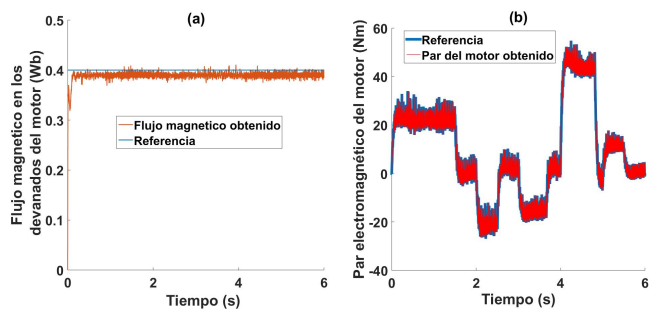


Figura 16: (a) Flujo estimado y de referencia, Par electromagnético estimado y de referencia.

Se siguió la trayectoria del par electromagnético, sin embargo, la frecuencia de conmutación del inversor trifásico introduce un efecto de rizado que no afecta al seguimiento de velocidad pero sí al par (ver Figura 15 (a) y (b)) y a las corrientes del estator y el rotor (ver Figuras 17 (a) y (b)).

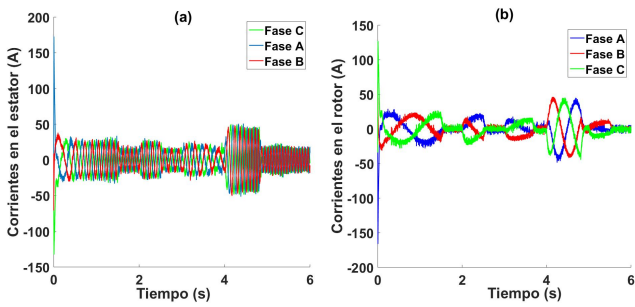


Figura 17: (a) Corrientes en el estator, (b) Corrientes en el rotor.

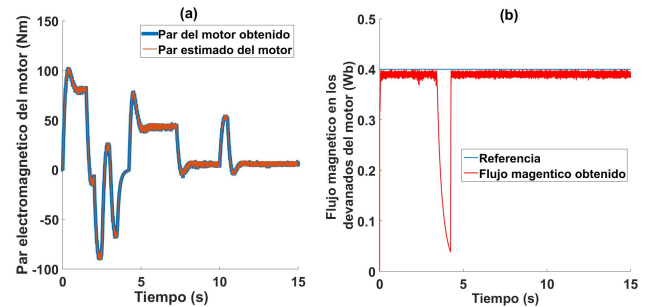


Figura 20: (a) Par electromagnético estimado y de referencia, (b) Flujo estimado y de referencia.

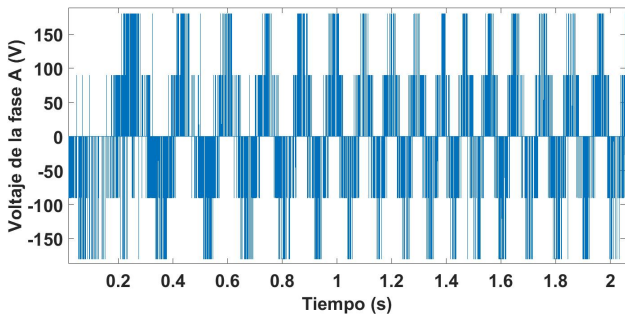


Figura 18: Voltaje de alimentación de la fase A.

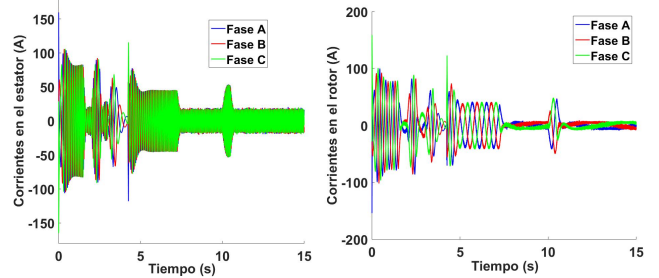


Figura 21: (a) Corrientes en el estator y (b) Corrientes en el rotor.

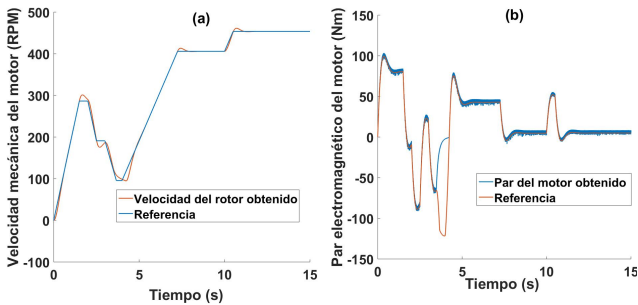


Figura 19: (a) Seguimiento de velocidad considerando al VE y (b) Seguimiento de par electromagnético considerando al VE.

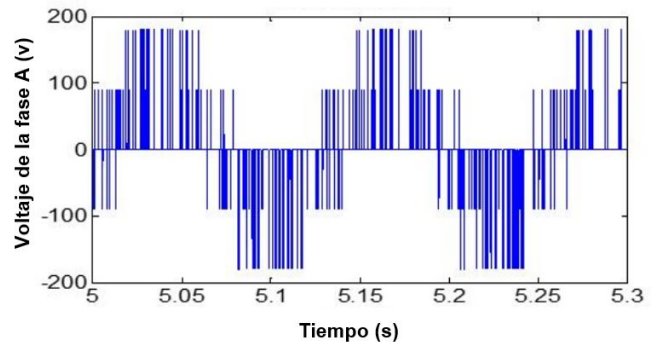


Figura 22: Voltaje de alimentación de la fase A.

A continuación se muestran las gráficas correspondientes a las simulaciones del control para seguimiento de trayectorias bajo el esquema del DTC considerando la carga mecánica que incluye al VE y el mismo perfil de velocidad impuesto en las pruebas sin carga mecánica.

Una de las razones del error en estado estacionario para el DTC es que se tiene la inserción de un controlador PID para la regulación del par y la velocidad, específicamente en la generación del par de referencia partiendo del procesamiento del error de velocidad al contener un controlador lineal de este tipo, se cuenta con un error en estado estacionario atribuido al efecto integral del PID sin embargo este error es posible minimizarlo mediante una sintonización del controlador PID.

En la Figura 19 se observa que, ante cambios en el perfil de velocidad impuesto en la trayectoria, el error de seguimiento tanto de velocidad como de par electromecánico sufre afectaciones teniendo puntos donde los errores se maximizan o se tiene una desviación de seguimiento importante.

Posteriormente, se muestran las gráficas correspondientes a las simulaciones del control para seguimiento de trayectorias bajo el esquema del control escalar. En un primer escenario se considera el control del MTI sin carga mecánica acoplada al eje y en un segundo escenario se considera la dinámica del VE (Figuras 23 y 24).

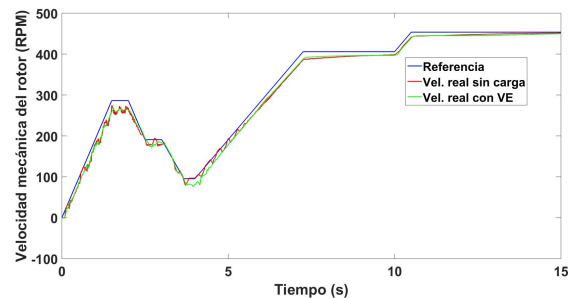


Figura 23: Seguimiento de velocidad.

En la Figura 23 se observa la trayectoria de velocidad impuesta como referencia y el respectivo seguimiento operando con el control escalar, mientras que el seguimiento sin carga mecánica presenta oscilaciones en instantes donde la referencia alcanza valores estacionarios por lapsos cortos de tiempo, el seguimiento de la velocidad con el VE como carga actuada por el motor tiene oscilaciones presentes en los mismos instantes de tiempo pero con un efecto menos significativo en la respuesta dinámica.

En la Figura 24 se observa el par electromagnético generado con la operación del control escalar, el comportamiento denota que en los instantes de tiempo donde el MTI es obligado (por la misma referencia de velocidad impuesta) al incremento de velocidad (efecto aún más notorio con el VE) el par electromagnético presenta oscilaciones dado que el control está basado en un controlador PID el cual no es capaz de ajustar de manera óptima el seguimiento de par y por tanto de velocidad. El efecto dinámico de las oscilaciones tanto en el par como en la velocidad puede atenuarse realizando una sintonización más fina sobre el controlador PID y acompañando a este de algunas estrategias de regulación y seguimiento como pueden ser el control no lineal o el mismo DTC.

Cabe señalar que en el caso del control escalar no se cuenta con valores estimados de par electromagnético ni de flujo magnético ya que la estimación de los mismos no es requerida para este esquema de control ni para su operación.

Con el fin de realizar un análisis comparativo entre dos esquemas de control distintos para el seguimiento de la velocidad, se consideran las mismas condiciones de operación para el sistema, similares a las que se presentan en las Figuras 19 a la 22 y se presentan los resultados para el control directo de par y el control escalar.

En el análisis comparativo del seguimiento de una misma trayectoria de velocidad, considerando las características de dinamismo del MTI y del VE acoplado como carga mecánica, actuando bajo dos esquemas de control, el DTC y el control escalar, se observa (ver Figura 25) un seguimiento de velocidad con menor porcentaje de error con el DTC y un mayor error con el control escalar.

El control escalar se basa en la inserción de dos controladores PI que procesan los errores de par electromagnético y flujo magnético, respectivamente. Mediante las señales de control de los controladores PI se establecen los voltajes de alimentación para el MTI. Al ser controladores lineales utilizados en un sistema no lineal, como el MTI, no ofrecen un mejor desempeño que el DTC.

En el seguimiento de par electromagnético (ver Figura 26) es notorio la oscilación en torno al par electromagnético de referencia así como el error, ya que el control escalar al ser lineal presenta un rango de control del MTI mas limitado, teniendo especial impacto en los instantes en donde el par electromagnético presenta variaciones bruscas (ver Figuras 26 y 28), las corrientes en el estator y el rotor del MTI considerado el VE y el control escalar presentan instantes de tiempo en donde los valores máximos de corriente superan los 200 Amperios.

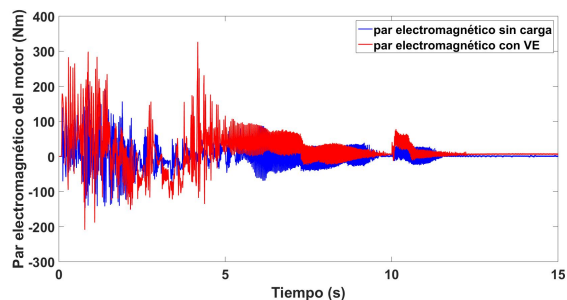


Figura 24: Seguimiento de Par electromagnético.

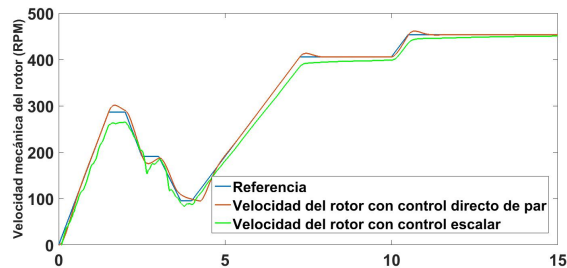


Figura 25: Seguimiento de velocidad considerando al VE.

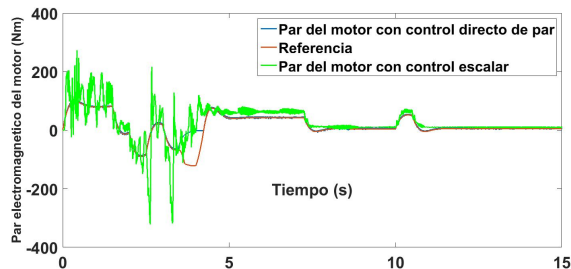


Figura 26: Seguimiento de par considerando al VE.

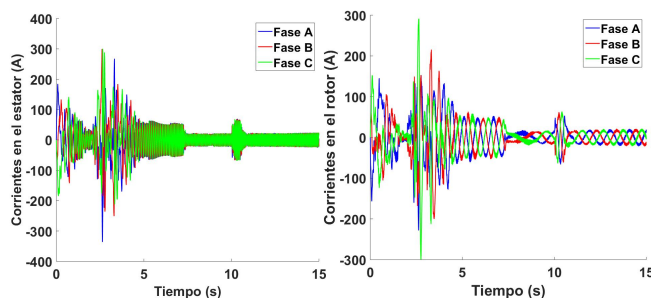


Figura 27: (a) Corrientes en el estator operando bajo el esquema del control escalar y (b) Corrientes en el rotor operando bajo el esquema del control escalar.

Las señales de corriente son de importancia ya que muestran la demanda que en algunos instantes de tiempo el motor presenta con un esquema de control y con otro, resaltan que, un esquema de control puede optimizar el uso de energía de todo el sistema y también que al tener sobrepicos de corriente elevado los elementos de potencia dentro estos deberían ser más robustos, lo que incrementaría tamaño, costo y peso en el VE. Las

señales de corriente para el control escalar operando sin carga y con el VE no son mostradas ya que el efecto de estas es visible en las Figuras 27 (a) y (b).

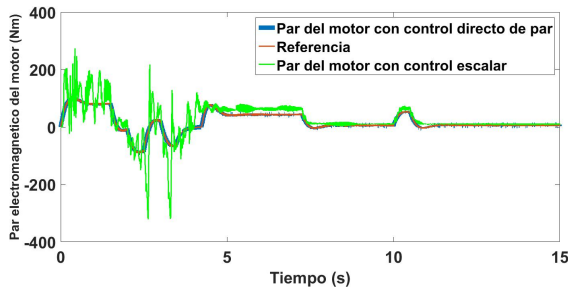


Figura 28: Seguimiento de par electromagnético en el control escalar.

6. Conclusiones

En este trabajo se observó el comportamiento de la respuesta transitoria (MTI) considerando un par de carga equivalente al que impone el VE. el modelo matemático del MTI es capaz de brindar los comportamientos de las variables eléctricas y mecánicas de interés, este modelo se retoma de varios trabajos relacionados con el estudio del motor trifásico de inducción.

Al incluir al modelo matemático del vehículo eléctrico el control DTC, se demuestra que el control DTC es capaz de proveer al motor trifásico de inducción de un seguimiento de trayectorias de velocidad impuestas de forma externa.

Bajo las mismas condiciones de simulación y la misma trayectoria de velocidad mostrada en la Figura 15, se presenta un porcentaje de error de seguimiento mayor (7.1 %). La presencia de un error de seguimiento mayor es notorio en los puntos donde la trayectoria a seguir impone rampas de aceleración (ver Figura 19). A partir de un análisis en este punto, se observa que el esfuerzo que el sistema tiene que realizar para llevar al MTI a las condiciones de seguimiento de la trayectoria de velocidad es mayor al considerar una masa con fuerzas actuantes como lo sería en realidad el VE.

El seguimiento de par electromagnético también sufre cambios notorios (ver Figura 19), principalmente en el acrecentamiento del error en instantes de tiempo donde el seguimiento es pobre, principalmente en el punto donde se tienen las rampas de aceleración, el porcentaje de error en el par es de 23 %, presenta un rizado mucho menor que en el caso anterior (Figura 15). No obstante se observó que el control para el seguimiento de trayectorias de velocidad es posible. Las corriente del estator y del rotor se incrementan en un 200 % al incluir el par de carga que impone el VE, este comportamiento resulta de naturaleza obvia, sin embargo no debe perderse de vista la optimización del uso de la energía así como el mejoramiento del seguimiento de par electromagnético y la velocidad del MTI, aspecto que se reserva para trabajos futuros.

No obstante el DTC brinda al sistema un comportamiento dinámico mejor, reduciendo los errores de seguimiento de velocidad y par electromagnético, reduciendo el rizado en los valores de par y flujo estimado y permitiendo a las corrientes del estator y del rotor del MTI presentar valores más pequeños y con menor rizado, aspecto que debe considerarse si se tiene

que optimizar la autonomía de un vehículo eléctrico propulsado por un motor de inducción trifásico.

Como trabajos futuros se sigue trabajando sobre la estabilidad del sistema bajo ciertas condiciones de operación.

Agradecimientos

Los autores agradecen al editor y a los revisores por sus valiosos comentarios y sugerencias que permitieron mejorar esta investigación significativamente. El primer autor agradece el apoyo al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por la beca otorgada para cursar la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica dentro del Centro Nacional y Desarrollo Tecnológico (CENIDET).

Tabla 6: Parámetros y símbolos

Nomenclatura	Descripción
T	Par de entrada que recibe la transmisión
L_{lr}	Inductancia de dispersión en los devanados del rotor.
L_{mr}	Inductancia de magnetización en los devanados del rotor
L_{sr}	Inductancia mutua.
V_s	Voltaje aplicado en los devanados del estator.
R_s	Resistencia propia de los devanados del estator.
I_s	Corriente en los devanados del estator.
T_e	Par electromagnético.
B	Coefficiente de fricción viscosa.
T_L	Par de carga mecánico.
J	Inercia del rotor.
e	Voltaje inducido.
e_{ind}	Voltaje inducido por número de espiras.
N	Número de espiras.
n_{mec}	Velocidad mecánica.
n_{sinc}	Velocidad síncrona.
s	Deslizamiento.
f	Frecuencia del voltaje de alimentación al motor.
p	Número de pares de polos en el motor.
jX_s	Dispersión del devanado del estator.
jB_m	Susceptancia de magnetización.
R'_r	Resistencia del devanado del rotor reflejada al estator.
jX'_r	Dispersión del devanado del rotor reflejada al estator.
X_m	Reactancia de magnetización.
I_s	Corriente en el devanado del estator.
I_m	Corriente por la reactancia magnetizante.
I_c	Corriente a través de la resistencia de magnetización.
I'_r	Corriente del devanado del rotor reflejada al estator.
Z_s	Impedancia del estator.
Z_r	Impedancia del rotor.
Z_m	Impedancia de magnetización.
Z_f	Impedancia equivalente.
Z_t	Impedancia equivalente total.
I_t	Corriente total.
V_t	Voltaje nominal.
jX_t	Reactancia equivalente total.
I_ϕ	Corriente en la impedancia de magnetización.
Per_r	Pérdidas en el rotor.
Per_s	Pérdidas en el estator.
Pem	Potencia electromagnética por fase.
Pem_t	Potencia electromagnética total.
V_{abc_r}	Voltaje en las tres fases del estator.
I_{abc_r}	Corriente en las tres fases del estator.
L_s	Inductancia propia del devanado del estator.

Nomenclatura	Descripción
L_r	Inductancia propia de los devanados del rotor.
n_p	Número de pares de polos = p
R	Matriz de resistencias del motor de inducción.
V	Vector de voltajes aplicado al motor de inducción.
I	Vector de corrientes en el motor de inducción.
λ	Vector de enlaces de flujo magnético en el estator.
$[L_s]$	Matriz de inductancias propia del estator.
$[L_r]$	Matriz de inductancias propia del rotor.
L_{ls}	Inductancia de dispersión en los devanados del estator.
L_{ms}	Inductancia de magnetización en los devanados del estator.
L_{mr}	Inductancia de magnetización en los devanados del rotor.
L_{lr}	Inductancia de dispersión en los devanados del rotor.
L_{sr}	Inductancia mutua.
$[L]$	Matriz de inductancias total.
G	Relación de transmisión.
r	Radio de las ruedas del vehículo.
v	Velocidad lineal del MTI m/s
F_{te}	Fuerza de tracción que ejerce el motor en el VE.
F_{rr}	Fricción que existe entre los neumáticos y la superficie.
m	Masa total del VE kg
g	Aceleración de la gravedad m/s^2
A	Área frontal del VE m^2
C_d	Coefficiente aerodinámico m/s^2
a	Aceleración del VE
F_{ad}	Fricción con el viento.
F_{hc}	fuerza que ejerce la componente gravitacional.
Van	Voltaje de fase en la fase A.
Vbn	Voltaje de fase en la fase b.
Vcn	Voltaje de fase en la fase c.
V_i	Voltaje en bus de CD.
Vag	Señal de control en la fase A.
Vbg	Señal de control en la fase b.
Vcg	Señal de control en la fase c.
T^*	Par de referencia.
ψ^*	Flujo de referencia.
C_T	Señal del controlador de histéresis de par.
C_ψ	Señal del controlador de histéresis de flujo.
(a, b, c)	Coordenadas trifásicas.
(α, β)	Coordenadas bifásicas.
I_{as}, I_{bs}, I_{cs}	Corrientes de fase medidas en el estator.
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Voltajes de fase medidas en el estator.
$Iabc_s$	Corrientes trifásicas del estator.
$I\alpha\beta_s$	Corrientes bifásicas del estator.
$Vabc_s$	Voltajes trifásicas del estator.
$V\alpha\beta_s$	Voltajes bifásicas del estator.
K_{ss}	Matriz de transformación: trifásicas a bifásicas.
$H_{\omega P}$	Límite superior de la banda de histéresis de flujo.
$H_{\omega N}$	Límite inferior de la banda de histéresis de flujo.
H_{TP}	Límite superior de la banda de histéresis de par.
H_{TN}	Límite inferior de la banda de histéresis de par.
$V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$	Vectores activos.
Simbolos griegos	
λ_s	Enlaces de flujo producido en los devanados del estator.
ϕ	Flujo magnético.
ω_r	Velocidad angular del MTI rad/s
θ_r	Posición angular del rotor.
λabc_s	Corriente en las tres fases del estator.
λ	Vector de enlaces de flujo magnético en el estator.
μ_{rr}	Coefficiente de fricción entre los neumáticos y la superficie.
ψ	Ángulo de inclinación de la pendiente de la superficie.
ρ	Densidad del aire $1.25 kg/m^3$
$\lambda_{\alpha s}$	Componente α del vector de flujo magnético del estator.
$\lambda_{\beta s}$	Componente β del vector de flujo magnético del estator.
$ \lambda_{est} $	Magnitud del vector de flujo magnético estimado.
$\phi_{\lambda est}$	Ángulo del vector de flujo magnético estimado.

Referencias

- Bazzi, A. M., Friedl, A. P., Choi, S., and Krein, P. T. (2009). Comparison of induction motor drives for electric vehicle applications: Dynamic performance and parameter sensitivity analyses. In *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pages 639–646.
- Beltrán, A. M. (2011). Control Directo de Par de Un Motor de Inducción Trifásico con Aplicación a Vehículos Eléctricos. Master's thesis, Departamento de Ingeniería Electrónica, Control Automático, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.
- Bolio, M. A. M. (2001). Controladores de motores de inducción: un análisis comparativo. Master's thesis, Departamento de Ingeniería Electrónica, Control Automático, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.
- Cholula, S. (2005). Control Inteligente del Frenado en Propulsión Eléctrica con Regeneración. Master's thesis, Departamento de Ingeniería Electrónica, Control Automático, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.
- Duran, M. A. (2009). *Control de la operación de un vehículo eléctrico con un uso eficiente de la energía*. PhD thesis, Departamento de Ingeniería Electrónica, Control Automático, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.
- Faiz, J., Sharifian, M. B. B., Keyhani, A., and Proca, A. B. (2002). Sensorless direct torque control of induction motors used in electric vehicle. *IEEE Power Engineering Review*, 22(9):54–55.
- Gokdere, L. U., Simaan, M. A., and Brice, C. W. (2001). Passivity-based control of saturated induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(4):870–872.
- González, F. M. (2004). Entendiendo la transformación de park.
- Haddoun, A., Benbouzid, M. E. H., Diallo, D., Abdessemed, R., Ghouili, J., and Srairi, K. (2007a). Comparative analysis of control techniques for efficiency improvement in electric vehicles. In *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pages 629–634.
- Haddoun, A., Benbouzid, M. E. H., Diallo, D., Abdessemed, R., Ghouili, J., and Srairi, K. (2007b). A loss-minimization dtc scheme for ev induction motors. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 56(1):81–88.
- Hart, D. H. (2001). *Electrónica de Potencia*. Pearson Educación, Madrid.
- Idris, N. R. N., Toh, C. L., and Elbuluk, M. E. (2006). A new torque and flux controller for direct torque control of induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 42(6):1358–1366.
- Idris, N. R. N., Yatim, A. H. M., and Azli, N. A. (2001). Direct torque control of induction machines with constant switching frequency and improved stator flux estimation. In *Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE*, volume 2, pages 1285–1291 vol.2.
- Krause, P., Wasynczuk, O., Sudhoff, S., and Pekarek, S. (2013). *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. Wiley and IEEE Press, New Jersey.
- Negm, M. M. M., Bakhshwain, J. M., and Shwehdi, M. H. (2006). Speed control of a three-phase induction motor based on robust optimal preview control theory. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21(1):77–84.
- Ogata, K. (2010). *Ingeniería de Control Moderno*. Pearson, Madrid.
- Rashid, M. H. (2001). *Power Electronics Handbook*. Academic Press, Canada.
- Sahoo, S. K., Das, G. T. R., and Subrahmanyam, V. (2008). Implementation and simulation of direct torque control scheme with the use of fpga circuit. *ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences*, 3(2):48–54.
- Soltani, J., Zarchi, H. A., and Markadeh, G. R. A. (2009). Stator-flux-oriented based encoderless direct torque control for synchronous reluctance machines using sliding mode approach. *International Journal of Mechanical and Mechatronics Engineering*, 3(10):1324–1330.
- Trounce, J. C. (2001). Implementation of a Direct Torque Controller using a Three-Level Inverter for an Electric Vehicle Application. Master's thesis, University of Canterbury Christchurch, New Zealand.
- Vidal, E. E. (2006). Diagnostico y Reconfiguración De Fallas En El Motor De Inducción Utilizando Observadores No Lineales. Master's thesis, Departamento de Ingeniería Electrónica, Control Automático, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.