

# Control Directo de Par Utilizando PWM Vectorial Aplicado a Un Vehículo Eléctrico

M. Durán<sup>a,b</sup>, G. Guerrero-Ramírez<sup>b</sup>, A. Claudio<sup>b</sup>, J. Gudiño-Lau<sup>a</sup>, M. Adam<sup>b</sup> y Oliberio Guerrero<sup>c</sup>  
mduran@ucol.mx

<sup>a</sup>FIE - Universidad de Colima  
Carr. Manzanillo–Cihuatlán km. 20  
C.P. 28860, Manzanillo, Col.  
Tel.: +52 (314) 3311207

<sup>b</sup>Depto. Ing. Electrónica, Cenidet  
Int. Int. Palmira S/N, Col. Palmira,  
CP 62490, Cuernavaca, Mor.  
Tel.: +52 (777) 3627770

<sup>c</sup>Instituto Tecnológico de Morelia  
Av. Tecnológico 1500  
C.P. 58120, Morelia, Mich.  
Tel.: +52 (443) 3121570

**Resumen**—En este artículo se presenta la estructura básica y el diseño de un controlador de par para un vehículo eléctrico impulsado por un motor de inducción trifásico tipo jaula de ardilla. El diseño del controlador se basa en el principio de funcionamiento del control directo de par con algunas modificaciones para obtener una frecuencia de conmutación constante. Para generar los pulsos de conmutación para el inversor se emplea PWM vectorial en lugar de los comparadores de histéresis y la tabla de conmutación comúnmente utilizados en el control directo de par. Los resultados de simulación del controlador se muestran para probar el desempeño de la estrategia de control propuesta en este trabajo.

**Palabras clave:** Control de par, Motor de inducción, Vehículos eléctricos, PWM vectorial, Simulación.

## I. INTRODUCCIÓN

El control directo de par (CDP) fue introducido hace más de 25 años por Takahashi (Takahashi y Noguchi, 1986) en Japón y por Depenbrock (Depenbrock, 1985) en Alemania. El sistema de propulsión para vehículos eléctricos (VE) utilizando motores de inducción (MI) con la técnica de CDP ha logrado gran popularidad debido a su rápida respuesta y configuración sencilla. Este método permite un control preciso y rápido del flujo y par del motor de inducción. Esta estrategia de control se utiliza ampliamente en VE (Singh *et al*, 2006). En el CDP se controla directa e independientemente el flujo y par por medio de la selección óptima de los modos de conmutación del inversor. Con este control se logra: una rápida respuesta dinámica, una frecuencia de conmutación baja y reducción de armónicos (Bazzi *et al*, 2009).

En el CDP convencional se utiliza una tabla para determinar las conmutaciones del inversor, las entradas de dicha tabla son las salidas de los comparadores de histéresis del error de flujo y del error de par (Faiz *et al*, 2003). Esta técnica de conmutación es muy simple y fácil de implementar, sin embargo tiene el inconveniente de que la frecuencia de conmutación no es constante (Idris *et al*, 2006). Existen otras técnicas de conmutación que se emplean en conjunto con el control directo de par, tal es el caso de la modulación PWM vectorial, la cual tiene frecuencia de conmutación constante (Haddoun *et al*, 2007), (Bazzi *et al*, 2009), (Jianguo y Quanshi, 2005). La modulación PWM vectorial es una de las técnicas de conmutación más importantes para inversores con fuente de voltaje, debido a que proporciona: un amplio rango de control lineal, poca distorsión armónica, rápida respuesta e implementación digital sencilla. El principio de PWM

vectorial está basado en la conmutación entre dos vectores adyacentes y dos vectores cero, durante un periodo de conmutación (Hassankhan y Khaburi, 2008).

De acuerdo con (Vasudevan y Arumugam, 2004) las ventajas del CDP son:

- i. Rápida respuesta del par
- ii. Relativamente simple
- iii. No requiere de sensores de velocidad ni posición

Y sus desventajas son:

- i. Alta distorsión de corriente, lo que aumenta las pérdidas
- ii. Rizo de par elevado
- iii. Frecuencia de conmutación variable

## II. MODELADO DEL VEHÍCULO ELÉCTRICO

En (Durán *et al*, 2010) se desarrolla el modelo matemático del VE mostrado en la figura 1, cuyos principales componentes son:

### A. Convertidor CD–CA (inversor)

Se considera un convertidor CD–CA (corriente directa – corriente alterna), también llamado inversor, como el mostrado en la figura 2. El fasor espacial del voltaje de salida del inversor  $\bar{u}_s$  depende del voltaje de CD del banco de baterías  $V_{cd}$  y de las señales de modulación  $S_a$ ,  $S_b$  y  $S_c$ , como se expresa en la siguiente ecuación:

$$\bar{u}_s = \frac{2}{3} V_{cd} [1 S_a + a S_b + a^2 S_c] \quad (1)$$

donde  $a = e^{j2\pi/3}$  y  $a^2 = e^{j4\pi/3}$ .

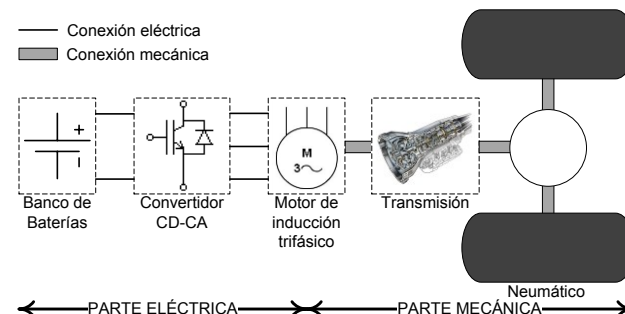


Figura 1. Diagrama del vehículo eléctrico.

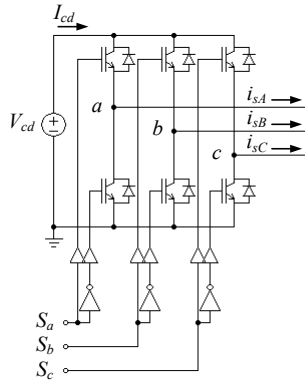


Figura 2. Convertidor CD – CA

### B. Motor de inducción trifásico

En la figura 3 se presenta un diagrama del MI trifásico (Ong, 1998), donde se muestran las tres fases del estator **as**, **bs** y **cs**, y las tres fases del rotor **ar**, **br** y **cr**.  $\theta_r$  es la posición angular del rotor y  $\omega_r$  es la velocidad angular del rotor.

El MI trifásico tipo jaula de ardilla cuenta con un devanado trifásico en el estator, y en el rotor cuenta con una jaula de ardilla que, para propósitos de análisis, se puede considerar como un devanado trifásico con voltaje de alimentación igual a cero. En el marco de referencia (MR) fijo al estator, se tienen dos ecuaciones de voltajes de Kirchhoff, una para el estator y una para el rotor.

$$\begin{aligned} \bar{u}_s &= R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \\ 0 &= R_r \bar{i}_r' + \frac{d\bar{\psi}_r'}{dt} - j\omega_r \bar{\psi}_r' \end{aligned} \quad (2)$$

$\bar{u}_s$  es el fasor espacial de voltaje del estator,  $\bar{i}_s$  es el fasor espacial de corriente del estator,  $\bar{\psi}_s$  es el fasor espacial de enlaces de flujo del estator,  $R_s$  es la resistencia de los devanados del estator,  $\bar{i}_r'$  es el fasor espacial de corriente del rotor en el MR estacionario,  $\bar{\psi}_r'$  es el fasor espacial de enlaces de flujo del rotor en el MR estacionario y  $R_r$  es la resistencia de los devanados del rotor.

El par electromagnético generado por el MI está dado por:

$$t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s' L_r} \bar{\psi}_r' \times \bar{\psi}_s \quad (3)$$

donde  $L_s' = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$ ,  $L_s$  es la inductancia total del estator,  $L_r$  es la inductancia total del rotor, y  $L_m$  es la inductancia de magnetización.

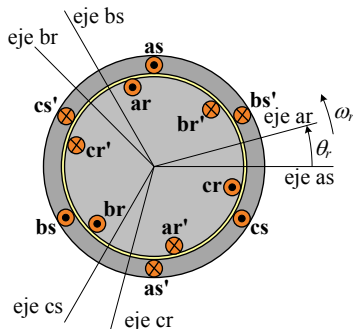


Figura 3. Motor de inducción trifásico

### C. Parte mecánica del VE

Para el caso de un VE se puede considerar como carga mecánica del motor eléctrico al propio VE. La parte mecánica del VE se entenderá como el conjunto formado por: la transmisión, las ruedas, y la masa total de sus componentes (baterías, convertidores electrónicos, máquina eléctrica, transmisión, carrocería, chasis, etc.).

El modelo de la parte mecánica del VE está dado por:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{\eta_g G^2}{J\eta_g G^2 + m r^2} \left( t_e - B\omega_r - \frac{\rho A C_d r^3}{2\eta_g G^3} \omega_r^2 - \frac{\mu_{rr} m g r \cos(\psi) \text{sign}(\omega_r)}{\eta_g G} - \frac{m g r \text{sen}(\psi)}{\eta_g G} \right) \quad (4)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{G^2}{JG^2 + m\eta_g r^2} \left( t_e - B\omega_r - \frac{\rho A \eta_g C_d r^3}{2G^3} \omega_r^2 - \frac{\mu_{rr} m g \eta_g r \cos(\psi) \text{sign}(\omega_r)}{G} - \frac{m g \eta_g r \text{sen}(\psi)}{G} \right) \quad (5)$$

La ecuación (4) se utiliza cuando la máquina eléctrica entrega potencia mecánica, es decir, funciona como motor (condiciones normales de operación) y la ecuación (5) se utiliza cuando la máquina eléctrica recibe potencia mecánica, es decir, funciona como generador (frenado regenerativo).

$r$  es el radio del neumático en m,  $\eta_g$  es la eficiencia de la transmisión,  $G$  es el cociente de reducción de velocidad angular,  $t_e$  es el par proporcionado por el motor eléctrico en N·m,  $\mu_{rr}$  es el coeficiente de fricción,  $m$  es la masa total del VE en kg,  $g = 9.8 \text{ m/s}^2$  es la aceleración debida a la gravedad,  $\text{sign}(\cdot)$  es la función signo,  $\rho = 1.25 \text{ kg/m}^3$  es la densidad del aire,  $A$  es el área frontal del VE en  $\text{m}^2$ ,  $C_d$  es el coeficiente aerodinámico,  $J$  es la inercia total (rotor y VE) y  $B$  es el coeficiente de fricción viscosa del MI.

Así el modelo del VE está dado por las ecuaciones (1), (2) para la parte eléctrica, (3) para el par desarrollado por el motor y (4), (5) para la parte mecánica.

## III. CONTROLADOR

### A. CDP convencional

Para entender el CDP se parte de la ecuación (3) del par electromagnético, expresando el par en función de los módulos  $|\bar{\psi}_s|$  y  $|\bar{\psi}_r'|$  y de los ángulos  $\rho_s$  y  $\rho_r$ , de los fasores espaciales de enlaces de flujo del estator y rotor, respectivamente.

$$t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s' L_r} |\bar{\psi}_r'| |\bar{\psi}_s| \text{sen}(\rho_s - \rho_r) \quad (6)$$

Debido a que la constante de tiempo del rotor de un MI tipo jaula de ardilla es grande (Vas, 1998), el fasor espacial de enlaces de flujo del rotor cambia lentamente y puede asumirse constante durante pequeños lapsos de tiempo. Por tanto el control del par se puede llevar a cabo mediante el fasor espacial de enlaces de flujo del estator.

A partir de (6) se puede observar que, si se mantiene constantes  $|\bar{\psi}_s|$  y  $|\bar{\psi}_r'|$ , el par puede cambiarse rápidamente mediante  $\rho_s - \rho_r$ . Por tanto, en CDP los enlaces de flujo del estator es la variable de control; el

módulo  $|\bar{\psi}_s|$  controla la magnitud del flujo y el ángulo  $\rho_s$  controla el par. Por otra parte, el fasor espacial de los enlaces de flujo del estator (módulo y ángulo) se puede cambiar mediante el fasor espacial de voltaje del estator. Esto se puede ver a partir de la ecuación de voltajes del estator del MI, ver ec. (2).

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (7)$$

Si se desprecia la caída de voltaje en las resistencias del estator ( $R_s i_s = 0$ ),

$$\bar{u}_s = \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (8)$$

Considerando un corto tiempo  $\Delta t$  (el cual tiende a cero), durante el cual se aplica  $\bar{u}_s$ ,  $\Delta \bar{\psi}_s = \bar{u}_s \Delta t$ .

Un inversor de dos niveles (ver figura 2) puede proporcionar seis fasores espaciales de voltaje activos y dos fasores espaciales de voltaje cero. El fasor espacial de voltaje del inversor está dado por:

$$\bar{u}_k = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{cd} \exp[j(k-1)\pi/3] & k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & k = 0, 7 \end{cases} \quad (9)$$

Los fasores de voltaje del inversor se muestran en la figura 4. Los números entre paréntesis representan las señales de modulación del inversor  $S_a$ ,  $S_b$  y  $S_c$  para cada fasor espacial de voltaje. También se muestra los seis sectores de  $\pi/3$  rad en los que se divide el plano para el CDP convencional.

En la figura 5 se muestra un diagrama a bloques del CDP convencional. El subíndice *ref* indica los valores de referencia para las variables. El CDP utiliza dos comparadores: uno de histéresis de dos niveles para el error de flujo (figura 6.a) y uno de histéresis de tres niveles para el error de par (figura 6.b). Las bandas de tolerancia  $\Delta\psi$  y  $\Delta t_e$  establecen los valores permisibles de error para el flujo y el par, respectivamente. De acuerdo a la salida de los comparadores de flujo  $d\psi$  y par  $dt_e$ , y al sector (ver figura 6) en la cual se encuentre el fasor espacial de enlaces de flujo del estator, es el valor que se envía a las señales de modulación del inversor  $S_a$ ,  $S_b$  y  $S_c$ , de acuerdo con la tabla I.

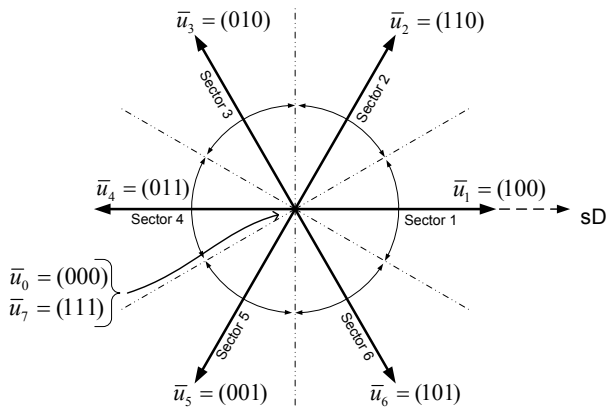


Figura 4. Fasores espaciales de voltaje del inversor.

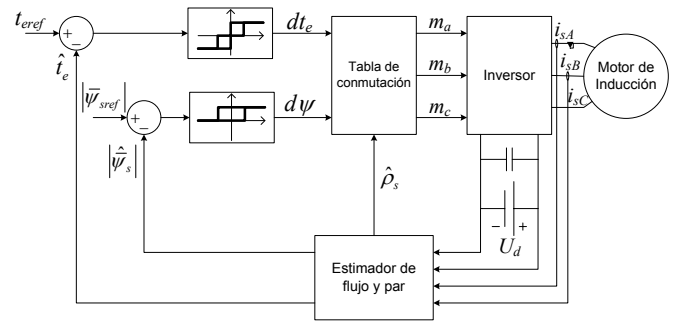


Figura 5. Diagrama a bloques del CDP convencional

Tabla I. Tabla de conmutación

$d\psi$	$dt_e$	Sector 1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6
1	1	110	010	011	001	101	100
	0	111	000	111	000	111	000
	-1	101	100	110	010	011	001
0	1	010	011	001	101	100	110
	0	000	111	000	111	000	111
	-1	001	101	100	110	010	011

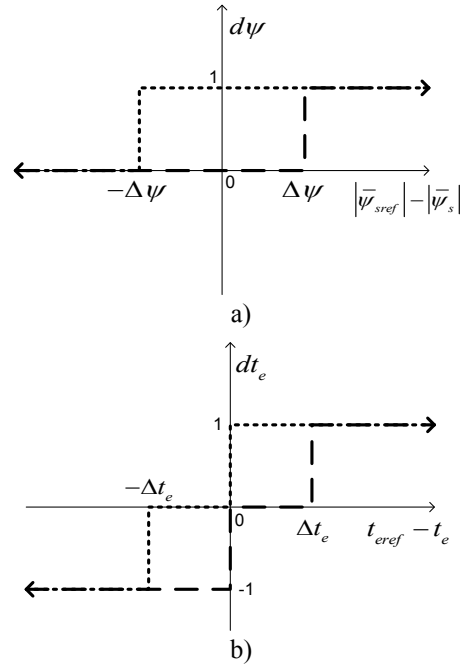


Figura 6. Comparadores de histéresis de: a) 2 niveles para el flujo y b) 3 niveles para el par

## B. Controlador propuesto

Como se mencionó en la sección anterior, el control del par y el flujo se puede realizar mediante el fasor espacial de enlaces de flujo del estator, y este a su vez puede ser modificado mediante el fasor de voltaje del estator. Este último se puede dividir en dos componentes a lo largo de los ejes x y y del MR fijo al fasor espacial de enlaces de flujo del estator, como se muestra en la figura 7. La componente  $u_{sx}$  afecta directamente al módulo de enlaces de flujo del estator, por tanto el control del flujo se puede realizar por medio de esta componente; y la componente  $u_{sy}$  afecta al ángulo del fasor espacial de enlaces de flujo del estator, por tanto el control del par electromagnético se puede llevar a cabo manipulando esta componente.

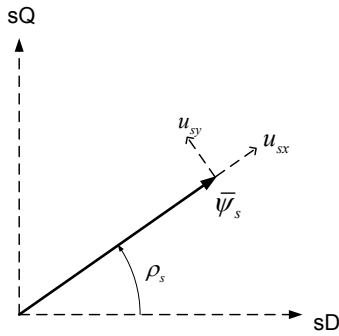


Figura 7. Componentes del fasor de voltaje del estator.

Entonces, para realizar el control de par y flujo se puede utilizar las siguientes expresiones para las componentes del fasor espacial de voltaje del estator en el MR fijo al fasor espacial de enlaces de flujo del estator.

$$\begin{aligned} u_{sx} &= k_{\psi} e_{\psi} \\ u_{sy} &= k_t e_t \end{aligned} \quad (10)$$

donde  $k_{\psi}$  y  $k_t$  son las ganancias de los controladores de flujo y de par, respectivamente.  $e_{\psi}$  y  $e_t$  son los errores de flujo y de par, definidos por  $e_{\psi} = |\bar{\psi}_{sref}| - |\bar{\psi}_s|$  y  $e_t = t_{eref} - t_e$ , donde  $|\bar{\psi}_{sref}|$  y  $t_{eref}$  son los valores de referencia para el flujo y el par, respectivamente.

Una vez teniendo las componentes del fasor espacial de voltaje del estator en el MR fijo al fasor espacial de enlaces de flujo del estator, se pueden encontrar el fasor espacial del voltaje del estator en el MR estacionario por medio de la siguiente ecuación:

$$\bar{u}_s = (u_{sx} + j u_{sy}) e^{j\rho_s} \quad (11)$$

donde se puede observar que para realizar dicha transformación es necesario conocer el ángulo  $\rho_s$  del fasor espacial de los enlaces de flujo del estator.

En la figura 8 se muestra el diagrama a bloques del controlador propuesto, el cual es muy similar al diagrama a bloques del CDP convencional (Figura 5). La principal diferencia es el modo como se calcula el fasor espacial de voltaje del estator: en el caso del CDP convencional se calcula mediante la tabla I y en el controlador propuesto se calcula mediante las ecuaciones (10) y (11). Otra diferencia es el forma en la que se generan las señales de modulación del inversor ( $S_a$ ,  $S_b$  y  $S_c$ ) en el CDP convencional estas provienen directamente de la tabla I y en el controlador propuesto se utiliza la técnica de modulación PWM vectorial. Además en el controlador propuesto, a diferencia del CDP convencional, no se utilizan los comparadores de histéresis.

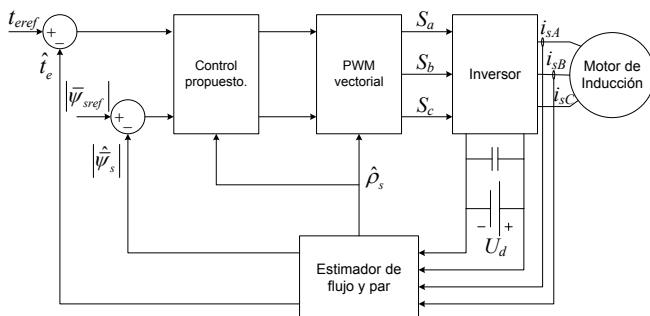


Figura 8. Diagrama a bloques del controlador propuesto

#### IV. SIMULACIONES

En esta sección se presentan las simulaciones realizadas para evaluar el desempeño del CDP convencional y del controlador propuesto. Para ambas simulaciones:

- Los parámetros para el MI y del VE están dados en las tablas II y III.
- Se empleó un controlador PI para controlar la velocidad con ganancias  $k_p = 5000$  y  $k_i = 300$ .
- El perfil de velocidad deseada es el mismo para ambos controladores.
- El flujo deseado es constante e igual a 0.6 Wb·vuelta.
- El voltaje del bus de cd es 300 V.

Tabla II. Parámetros del MI

Parámetro	Valor
Resistencia de estator, $R_s$	0.06336 $\Omega$
Resistencia de rotor, $R_r$	0.073558 $\Omega$
Inductancia de dispersión de estator, $L_{ls}$	0.8646 mH
Inductancia de dispersión de rotor, $L_{lr}$	0.8646 mH
Inductancia magnetización estator, $L_{ms}$	17.913 mH
Inductancia magnetización rotor, $L_{mr}$	17.913 mH
Inductancia mutua estator-rotor, $L_{sr}$	17.913 mH
Momento de inercia, $J_{MI}$	1.0473 $\text{kg}\cdot\text{m}^2$
Coefficiente de fricción viscosa, $B$	11.5347x10 <sup>-3</sup> $\text{kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$
Número de pares de polos, $n_p$	2

Tabla III. Parámetros del VE

Parámetro	Valor
Masa, $m$	1366 kg
Coefficiente aerodinámico, $C_d$	0.23
Área frontal, $A$	2.66 $\text{m}^2$
Coefficiente de fricción, $\mu_{rr}$	0.015
Cociente de la transmisión, $G$	5.5
Eficiencia de la transmisión, $\eta_g$	0.95
Radio de los neumáticos, $r$	0.2876 m

##### A. CDP convencional

Los valores de las bandas de los comparadores de histéresis utilizados son  $\Delta\psi = 0.01$  Wb·vuelta y  $\Delta t_e = 2.5$  N·m. Con estos valores se obtuvo una frecuencia de conmutación máxima de 18.2 kHz. Si se reducen las bandas de histéresis, la frecuencia de conmutación aumenta pudiendo superar el valor máximo soportado por los dispositivos de conmutación.

La velocidad deseada, así como la velocidad desarrollada por el VE en simulación se muestran en la figura 9.a, en la figura 9.b se tiene el error de velocidad el cual oscila entre  $-0.028$  m/s y 0.012 m/s.

La salida del controlador PI de velocidad, es decir, el par deseado, y el par estimado se aprecian en la figura 10.a. El error de par presentado en la figura 10.b no permanece todo el tiempo dentro de la banda de histéresis  $\Delta t_e = 2.5$  N·m pues llega a tener valores cercanos a 3.5 N·m.

El flujo estimado tiene un buen seguimiento respecto al flujo deseado (Figura 11) durante el intervalo de tiempo  $1s < t < 21s$ . De 0 a 1 s el seguimiento de flujo no es bueno debido a que durante este tiempo el error de par es prácticamente cero y de acuerdo con la tabla I, cuando esto sucede no importa que exista error de flujo el voltaje del inversor es cero. Algo similar sucede en el último segundo de simulación. La magnitud de las corrientes que circulan en los devanados del estator está estrechamente relacionada con el par electromagnético desarrollado, de

aquí que su valor varíe a lo largo del tiempo de simulación como se muestra en la figura 12.a. Un acercamiento a las corrientes durante el intervalo de tiempo de 15 s a 15.1 se presenta en la figura 12.b.

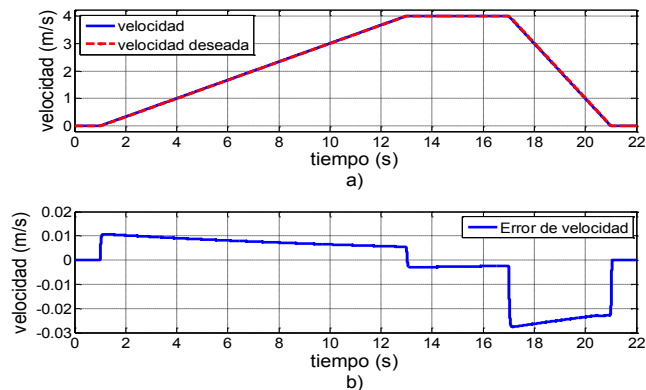


Figura 9. a) Velocidad vs. velocidad deseada y b) error de velocidad

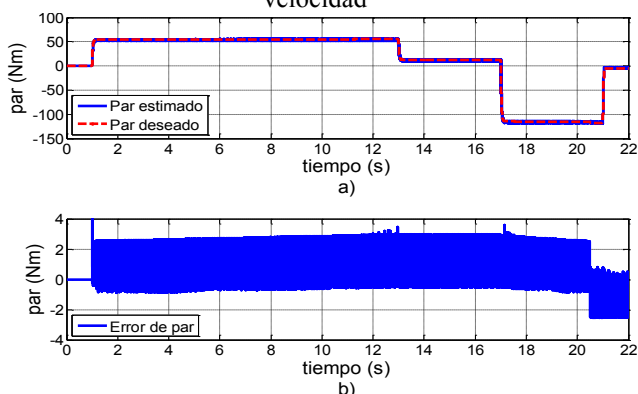


Figura 10. a) Par deseado vs. par estimado y b) error de par

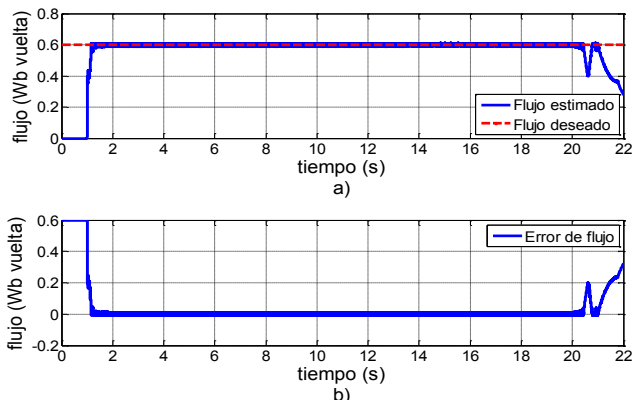


Figura 11. a) Flujo deseado vs. estimado y b) error de flujo

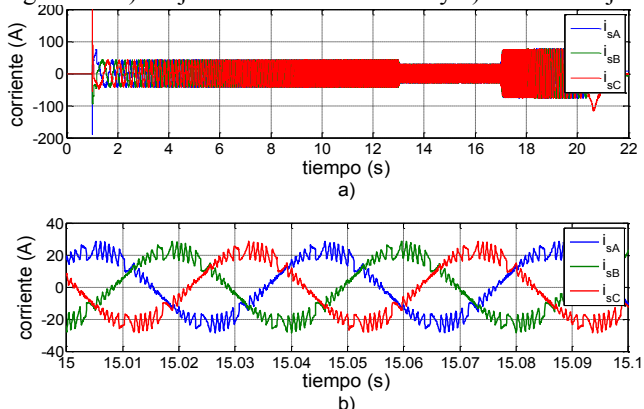


Figura 12. Corrientes del estator: a) 0 a 22s y b) 15s a 15.1s

## B. Controlador propuesto

Los valores para las ganancias de los controladores de flujo y de par son  $k_{\psi} = 180$  y  $k_{\tau} = 1$ , respectivamente.

En la figura 13 se presentan la velocidad deseada vs. velocidad desarrollada por el VE, así como el error de velocidad. La velocidad deseada es la misma que para el CDP convencional, así mismo la velocidad desarrollada por el VE y el error de velocidad son muy similares a los obtenidos en la simulación del CDP convencional (Figura 9), esto se debe a que el controlador de velocidad es el mismo para ambas simulaciones.

El par deseado y el par estimado se aprecian en la figura 14.a. El error de par presentado en la figura 14.b es menor al obtenido en la simulación del CDP convencional. Para el controlador propuesto el error de par no supera  $1.5 \text{ N}\cdot\text{m}$  mientras que para el CDP convencional este error llega a ser mayor de  $3 \text{ N}\cdot\text{m}$ . Aunque para ambos controladores se tiene un seguimiento adecuado del par, el rizo de par es menor en el controlador propuesto.

Como se aprecia en la figura 15, el control de flujo también presenta mejor desempeño en el controlador propuesto que en el CDP convencional. El error de flujo, una vez pasado el transitorio, es muy pequeño, oscila entre  $-1.5 \times 10^{-3} \text{ Wb}\cdot\text{vuelta}$  y  $1.5 \times 10^{-3} \text{ Wb}\cdot\text{vuelta}$ .

Las corrientes del estator se presentan en la figura 16, su magnitud es muy similar a las obtenidas con el CDP convencional, sin embargo como se aprecia en la figura 16.b su distorsión es mucho menor en el controlador propuesto.

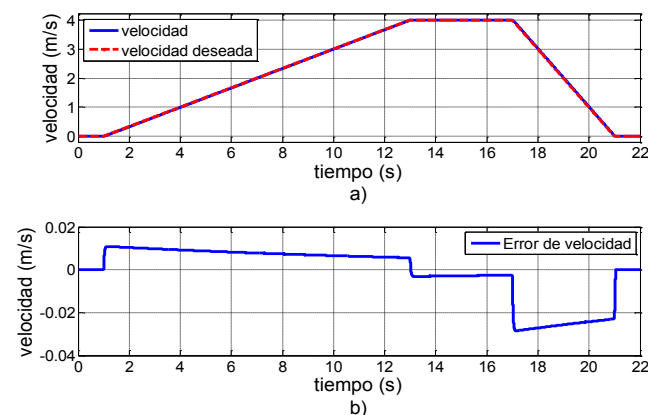


Figura 13. a) Velocidad deseada vs. velocidad y b) error de velocidad

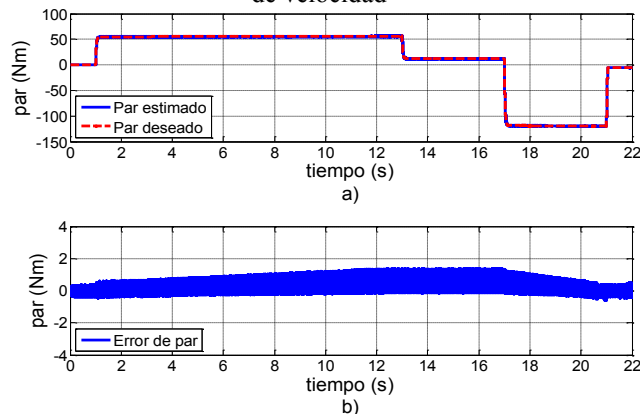


Figura 14. a) Par deseado vs. par estimado y b) error de par

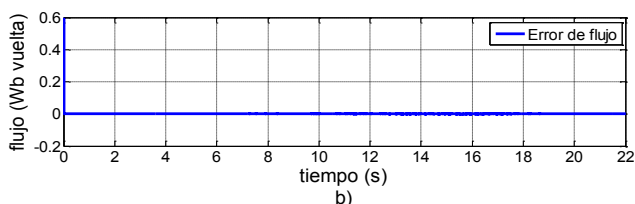
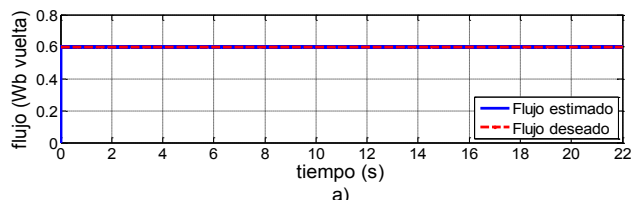


Figura 15. a) Flujo deseado vs. estimado y b) error de flujo

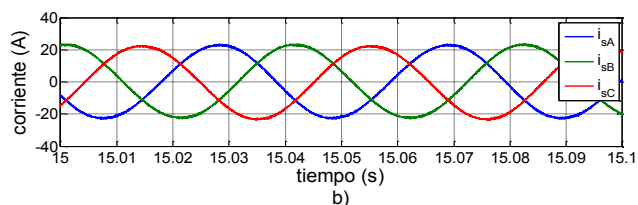
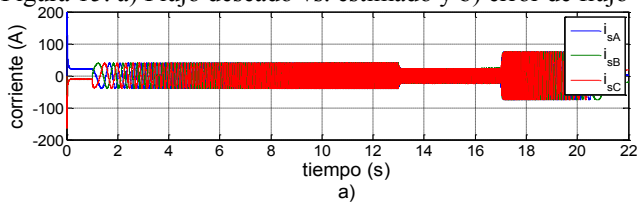


Figura 16. Corrientes del estator: a) 0 a 22s y b) 15s a 15.1s

Con base en los resultados de simulación para los errores de par y flujo, y distorsión en las corrientes del estator; el desempeño del controlador propuesto es superior al desempeño del CDP convencional.

## V. CONCLUSIONES

El controlador directo de par convencional representa una buena opción para realizar control de par del MI, es sencillo de implementar y presenta una rápida respuesta y un buen desempeño dinámico. Sin embargo presenta algunos inconvenientes: un elevado rizo de par, la frecuencia de conmutación del inversor no es fija. El valor de las bandas de histéresis para los controladores de flujo y par juegan un papel fundamental en el desempeño del CDP convencional. Si se utilizan valores muy grandes el desempeño será pobre, ocasionando a la vez que la frecuencia de conmutación sea baja. En cambio si utilizan valores demasiado pequeños el desempeño mejora significativamente, pero también aumenta la frecuencia de conmutación pudiendo rebasar el límite impuesto por los dispositivos semiconductores.

Con base en el principio del control directo de par, se tiene que el control del par y flujo se puede llevar a cabo mediante el fasor espacial de enlaces de flujo del estator. Considerando que su movimiento es circular, si se actúa sobre su componente “radial” se afectará su modulo, es decir, el flujo; en cambio si se actúa sobre su componente “tangencial” se modificará su ángulo y a la vez el par. Por otra parte el fasor espacial de enlaces de flujo del estator se puede modificar directamente mediante el fasor espacial de voltaje del estator. En el controlador propuesto se trabaja en el MR fijo al fasor espacial de enlaces de flujo

del estator. La componente  $u_{sx}$  del fasor espacial de voltaje del estator es proporcional al error de flujo, y la componente  $u_{sy}$  es proporcional al error de par.

El desempeño del controlador propuesto es mejor al desempeño del CDP convencional, bajo las mismas condiciones de simulación. El tener un rizo de par elevado aunque puede no ser perceptible en la velocidad del VE, sin embargo, este rizo puede afectar los componentes del VE.

## VI. AGRADECIMIENTOS

Al CENIDET por las facilidades prestadas para la realización de este trabajo. Al PROMEP y la U. de Colima, por el apoyo otorgado para realizar los estudios de doctorado del primer autor.

## REFERENCIAS

- M. Bazzi, A. P. Friedl, S. Choi, P. T. Krein (2009). Comparison of induction motor drives for electric vehicle applications: Dynamic performance and parameter sensitivity analyses. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 639 – 646.
- M. Depenbrock (1985). Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeld-antriebe mit Stromrichterschaltung. *ETZ A 7*, pp. 211-18.
- M. Durán, J. Aguilera, G. Guerrero-Ramírez, A. Claudio, L.G. Vela y J. Gudiño-Lau (2010). Modelado del Sistema de Tracción para un Vehículo Eléctrico. *Congreso Anual 2010 de la Asociación de México de Control Automático*. Puerto Vallarta, Jalisco, México. pp. 473 – 478
- J. Faiz, M. B. B. Sharifian, A. Keyhani, A. B. Proca (2003). Sensorless direct torque control of induction motors used in electric vehicle. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 18, pp. 1 – 10.
- A. Haddoun, M. E. H. Benbouzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J. Ghouli, K. Srairi (2007). A Loss-Minimization DTC Scheme for EV Induction Motors. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, pp. 81 – 88.
- E. Hassankhan, D. A. Khaburi (2008). DTC-SVM Scheme for Induction Motors Fed with a Three-level Inverter. *World Academy of Science, Engineering and Technology*, pp. 168–172.
- N. R. N. Idris, C. L. Toh, M. Elbuluk (2006). A New Torque and Flux Controllers for Direct Torque Control of Induction Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*.
- S. Jianguo, C. Quanshi (2005). Research of Electric Vehicle IM Controller Based On Space Vector Modulation Direct Torque Control. *Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, pp. 1617 – 1620.
- C. M. Ong (1998). *Dynamic Simulation of Electrical Machinery: Using Matlab/Simulink*. Prentice Hall.
- B. Singh, P. Jain, A. P. Mittal, J. R. P. Gupta (2006). Direct torque control: a practical approach to electric vehicle. *IEEE Power India Conference*.
- Takahashi, T. Noguchi (1986). A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827.
- P. Vas (1998). *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press.
- M. Vasudevan, R. Arumugam (2004). Simulation of Viable Torque Control Schemes of Induction Motor for Electric Vehicles. *5th Asian Control Conference*, vol. 2, pp. 1377 – 1383.