

Comparación del Control por Pasividad y Directo de Par de un Motor de Imanes Permanentes

Jacob J. Vasquez-Sanjuan* Braulio Lozano-Hernandez*
Jose de J. Rangel-Magdaleno** Ernesto Castellanos Velasco*

* Universidad Politécnica de Puebla, Puebla, México 72750, (e-mail: jacob.vasquez@uppuebla.edu.mx, braulio.lozano@uppuebla.edu.mx, ernesto.castellanos@uppuebla.edu.mx).

** Instituto Nacional de Astrofísica óptica y Electrónica, Tonanzintla, Puebla, México 72840, (e-mail: jrangel@inaoep.mx)

Abstract: Este trabajo presenta un estudio comparativo de dos técnicas para el control de velocidad y par de un motor de imanes permanentes, el control mediante pasividad y directo de par. La comparación se realiza bajo algunos criterios que incluyen variaciones de par de carga, de velocidad, de dirección, de resistencia del estator y tiempo de simulación. La plataforma empleada es Simulink en co-simulación con PSIM; en éste último programa se diseña la etapa de potencia y se modela el motor. Este trabajo permite tener una mayor claridad de cada uno de los bloques necesarios en la implementación de ambos controladores; así como identificar las ventajas y desventajas que presenta cada una de las técnicas empleadas.

Keywords: Permanent magnet motors, passive compensation, direct digital control, torque control, velocity control.

1. INTRODUCCION

El motor empleado para este trabajo es un PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor), el cual tiene aplicaciones en robots industriales, máquinas herramientas, ascensores, servomotores, vehículos eléctricos, cargas que requieren velocidad y par variable, Zhong et al. (1997). Las principales características que presentan estos motores es su alta relación potencia-peso, alta relación par-inercia, alta eficiencia, velocidad rápida de respuesta de par y a los altos niveles de potencia que manejan, Swierczynski and Kazmierkowski (2002). La facilidad de encontrar estos motores en el mercado y su bajo costo, los hacen atractivos, ver Ortega (1998).

Existen diversos trabajos relacionados al control del motor de imanes permanentes empleando el control directo de par (DTC), en Sixtega (2011) se realizó una simulación en matlab/simulink empleando observadores, para eliminar los sensores de velocidad del motor; en Kung et al. (2011) se implementa el control difuso en un FPGA basado en DTC. Por otra parte el control por pasividad (PBC) es implementado en un DSP por Ramírez et al. (2013).

Este trabajo tiene la finalidad de distinguir las ventajas y desventajas de los controladores PBC y DTC, para una futura implementación. Las co-simulaciones se realizan en el entorno matlab/simulink y PSIM. Por otra parte, al emplear la co-simulación indicada, es fácil distinguir cada una de las etapas necesarias para su implementación.

2. MODELO MATEMÁTICO DEL PMSM

Para simplificar el sistema de referencia trifásico del motor, se emplea la transformación de Clark-Park que permite convertir a un marco de referencia $d - q$ de dos ejes (1) y (2). Para realizar esto es necesario conocer el ángulo del rotor.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

El modelo del PMSM en el marco de referencia $d - q$, es mostrado en (3), (4), (5) y (6).

$$L_d \frac{di_d}{dt} = \omega_r L_q i_q - R i_d + v_d \quad (3)$$

$$L_q \frac{di_q}{dt} = -\omega_r (L_d i_d + \Psi_{PM}) - R i_q + v_q \quad (4)$$

$$\tau_e - T_L - B\omega_r = \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (5)$$

$$\tau_e = \frac{3}{2} P \Psi_{PM} i_q \quad (6)$$

El modelo eléctrico del motor es expresado por (3) y (4), donde v_d , v_q , i_d y i_q son los voltajes y corrientes en los

ejes d y q ; R es la resistencia del estator; L_d y L_q son las inductancias del estator; ω_r es la velocidad eléctrica del rotor y Ψ_{PM} es la magnitud del flujo magnético de los imanes.

El modelo mecánico del motor es representado por (5) y (6), donde τ_e es el par electromagnético del motor; T_L es el par de carga; B el coeficiente de fricción; J el momento de inercia del rotor y P el número de par de polos. La relación entre la velocidad mecánica ω_r en rpm (revoluciones por minuto) y la velocidad eléctrica se obtiene con $\omega_{rpm} = 30\omega_r/P\pi$. Chou et al. (2012), Bose (2002).

3. CONTROL POR PASIVIDAD

Las ecuaciones que describen la dinámica del motor, (3)-(6), se deben expresar en la forma (7) para aplicar la técnica de pasividad, Ortega (1998).

$$\mathbf{A}\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{J}(\omega_r)\mathbf{X} - \mathbf{R}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \varepsilon \quad (7)$$

Re-arreglando términos es posible expresar las ecuaciones del motor en la ecuación (8).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2J}{3P^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \\ d\omega_r/dt \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & \omega_r L_q & 0 \\ -\omega_r L_d & 0 & -\Psi_{PM} \\ 0 & \Psi_{PM} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} \\ &- \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2B}{3P^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{2}{3P} \end{bmatrix} T_L \end{aligned} \quad (8)$$

Para diseñar el controlador se crea una copia del sistema original (7) donde \mathbf{X}^* son las variables de estado deseadas y \mathbf{u}^* las entradas de referencia.

$$\mathbf{A}\dot{\mathbf{X}}^* = \mathbf{J}(\omega_r^*)\mathbf{X}^* - \mathbf{R}\mathbf{X}^* + \mathbf{B}\mathbf{u}^* + \varepsilon \quad (9)$$

Restando (7) de (9) se obtiene:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}\dot{\mathbf{X}} - \mathbf{A}\dot{\mathbf{X}}^* &= \mathbf{J}(\omega_r)\mathbf{X} - \mathbf{R}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \varepsilon - \mathbf{J}(\omega_r^*)\mathbf{X}^* \\ &+ \mathbf{R}\mathbf{X}^* - \mathbf{B}\mathbf{u}^* - \varepsilon \end{aligned} \quad (10)$$

con $\mathbf{e} = \mathbf{X} - \mathbf{X}^*$ y $\mathbf{e}_u = \mathbf{u} - \mathbf{u}^*$ es posible escribir:

$$\mathbf{A}\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{J}(\omega_r)\mathbf{X} - \mathbf{J}(\omega_r^*)\mathbf{X}^* - \mathbf{R}\mathbf{e} + \mathbf{B}\mathbf{e}_u \quad (11)$$

Linealizando $\mathbf{J}(\omega_r)$ en el punto de equilibrio ω_r^* , mediante series de Taylor, se tiene:

$$\mathbf{A}\dot{\mathbf{e}} = \frac{\partial \mathbf{J}}{\partial \omega_r} \Big|_{\omega_r^*} \mathbf{e}_{\omega_r} \mathbf{X} - \mathbf{R}\mathbf{e} + \mathbf{B}\mathbf{e}_u + \mathbf{J}(\omega_r^*)\mathbf{e} \quad (12)$$

Para demostrar la estabilidad de (12) se emplea el segundo principio de estabilidad de Lyapunov. La función candidata es una función definida positiva $\mathbf{V}(\mathbf{e}) = (1/2)\mathbf{e}^T \mathbf{A}\mathbf{e}$. Tomando la derivada con respecto al tiempo se tiene:

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{e}) = \mathbf{e}^T \mathbf{A}\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{e}^T \left[\frac{\partial \mathbf{J}}{\partial \omega_r} \Big|_{\omega_r^*} \mathbf{e}_{\omega_r} \mathbf{X} - \mathbf{R}\mathbf{e} + \mathbf{B}\mathbf{e}_u + \mathbf{J}(\omega_r^*)\mathbf{e} \right] \quad (13)$$

y seleccionando

$$\mathbf{e}_u = -\gamma \mathbf{B}^T \mathbf{e} - \mathbf{B}^T \frac{\partial \mathbf{J}}{\partial \omega_r} \Big|_{\omega_r^*} \mathbf{e}_{\omega_r} \mathbf{X} \quad (14)$$

sustituyendo (14) en (13):

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{e}) = -\mathbf{e}^T [\mathbf{R} + \mathbf{B}\gamma \mathbf{B}^T] \mathbf{e} \quad (15)$$

Para garantizar la estabilidad del controlador la matriz $[\mathbf{R} + \mathbf{B}\gamma \mathbf{B}^T]$ debe ser definida positiva, esto se logra seleccionando los elementos de la matriz γ positivos, y sustituyendo en (14).

$$\mathbf{e}_u = - \begin{bmatrix} \gamma_1 & 0 \\ 0 & \gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \\ \omega_r - \omega_r^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_q i_q (\omega_r - \omega_r^*) \\ L_d i_d (\omega_r - \omega_r^*) \end{bmatrix} \quad (16)$$

Pero ya que $\mathbf{e}_u = \mathbf{u} - \mathbf{u}^*$, despejando $\mathbf{u} = \mathbf{u}^* + \mathbf{e}_u$ de tal manera que es posible expresar:

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d^* - \gamma_1 (i_d - i_d^*) - L_q i_q (\omega_r - \omega_r^*) \\ v_q^* - \gamma_2 (i_q - i_q^*) - L_d i_d (\omega_r - \omega_r^*) \end{bmatrix} \quad (17)$$

Los valores deseados de v_d^* , v_q^* , i_d^* e i_q^* pueden ser obtenidos del sistema en el punto de equilibrio, es decir cuando $d\mathbf{X}/dt = 0$:

$$0 = \omega_r^* L_q i_q^* - R i_d^* + v_d^* \quad (18)$$

$$0 = -\omega_r^* (L_d i_d^* + \Psi_{PM}) - R i_q^* + v_q^* \quad (19)$$

$$0 = \Psi_{PM} i_q^* - \frac{2}{3P} (T_L + B\omega_r^*/P) \quad (20)$$

Tomando en cuenta que el máximo par del motor se obtiene cuando $i_d^* = 0$, se tiene:

$$v_d^* = -\omega_r^* L_q i_q^* \quad (21)$$

$$v_q^* = R i_q^* + \omega_r^* \Psi_{PM} \quad (22)$$

$$i_q^* = \frac{1}{\Psi_{PM}} \frac{2}{3P} (T_L + \frac{B\omega_r^*}{P}) \quad (23)$$

El diagrama a bloques del sistema incluyendo el controlador, las transformaciones y el inversor-motor es mostrado en la Figura 1.

En la Figura 2 se muestra la implementación en simulink, donde el bloque del motor-inversor (azul) es diseñado e implementado en PSIM y mostrado en detalle en la Figura 3.

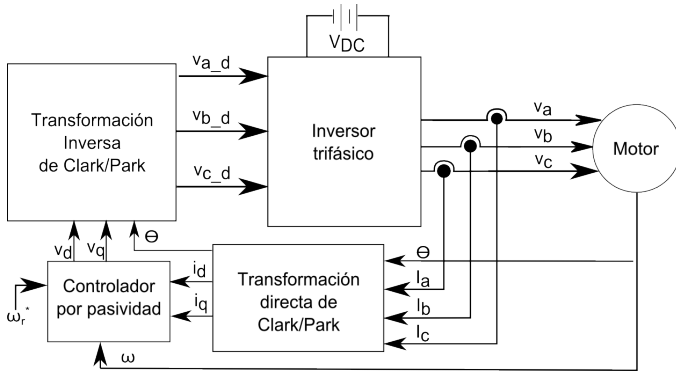


Fig. 1. Diagrama a bloques del controlador por pasividad.

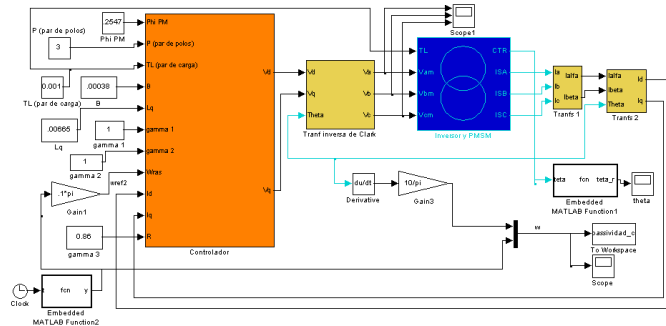


Fig. 2. Controlador por pasividad del PMSM en simulink.

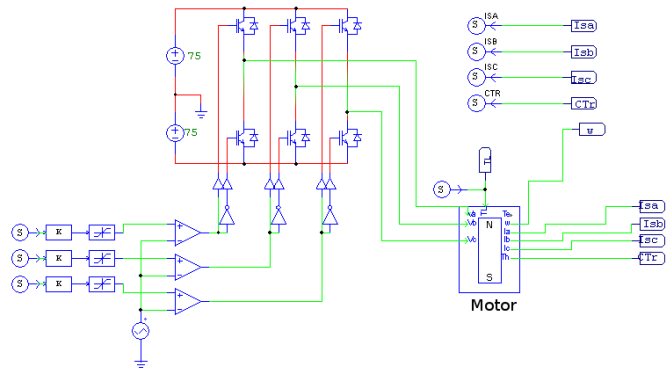


Fig. 3. Inversor y motor en PSIM para el control por pasividad.

4. CONTROL DIRECTO DE PAR (DTC)

El control directo de par (DTC), inicialmente fue usado para el control de motores de inducción a mediados de los ochentas. La idea básica consiste en seleccionar el voltaje que se aplica al estator en función de los valores de par, flujo y sector del estator. Existe un controlador PI (proporcional integral) el cual tiene como entrada el error de velocidad y la salida es el par deseado. En función de la posición del rotor es aplicado un voltaje al motor.

En la Figura 4 se muestra el diagrama a bloques del controlador.

En el marco de referencia $\alpha - \beta$, las componentes del flujo del estator se determinan mediante las ecuaciones (24) y (25).

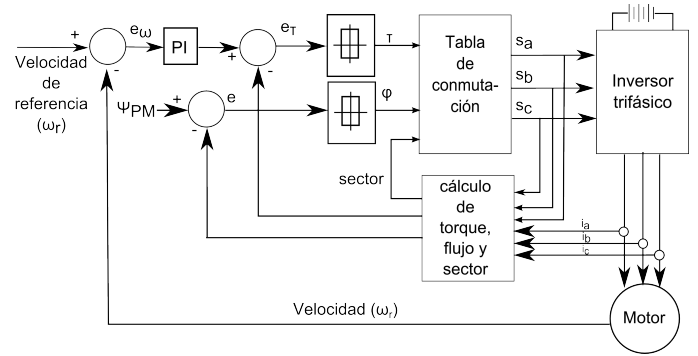


Fig. 4. Diagrama a bloques del DTC.

$$\varphi_\alpha = \int_0^t (V_\alpha - Ri_\alpha) dt \quad (24)$$

$$\varphi_\beta = \int_0^t (V_\beta - Ri_\beta) dt \quad (25)$$

Los voltajes V_α y V_β se calculan mediante las transformaciones de concordia (26) y (27). Donde S_a , S_b y S_c son señales digitales de activación de los transistores de potencia del inversor.

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{cc} (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \quad (26)$$

$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{cc} (S_b - S_c) \quad (27)$$

Las corrientes α y β se calculan empleando la ecuación (28).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (28)$$

Con las ecuaciones (24) y (25) se calcula la magnitud y el ángulo de fase del flujo. La magnitud del flujo del estator se calcula empleando (29).

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2} \quad (29)$$

El sector en el que se encuentra girando el vector del flujo del estator se calcula a partir de (30).

$$\angle \varphi_s = \tan^{-1} \left(\frac{\varphi_\beta}{\varphi_\alpha} \right) \quad (30)$$

El par electromagnético generado por el motor está en función de la corriente y los flujos, (31).

$$\tau_e = \frac{2}{3} P [\varphi_\alpha i_\beta - \varphi_\beta i_\alpha] \quad (31)$$

Los valores del par electromagnético y flujo se obtienen aplicando un comparador de histéresis, respectivamente.

$$\tau = \begin{cases} 1 & \text{si } e_\tau > 0.001 \\ 0 & \text{si } e_\tau < -0.001 \end{cases} \quad (32)$$

$$\varphi = \begin{cases} 1 & \text{si } e_\varphi > 0.001 \\ 0 & \text{si } e_\varphi < -0.001 \end{cases} \quad (33)$$

Con los valores de flujo, par y sector se emplea la tabla de conmutación 4, y se aplica al motor el voltaje correspondiente. Considere que $\varphi = 0$, $\tau = 1$ y el sector en el que se encuentra el rotor es el 4, de acuerdo a la tabla 1 se selecciona el voltaje V_6 .

Table 1. Tabla de conmutación

φ	τ	$\theta(\text{sector})$					
		θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
1	0	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
0	0	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

El controlador fue implementado en simulink, Figura 5. El bloque amarillo corresponde a la co-simulación en PSIM.

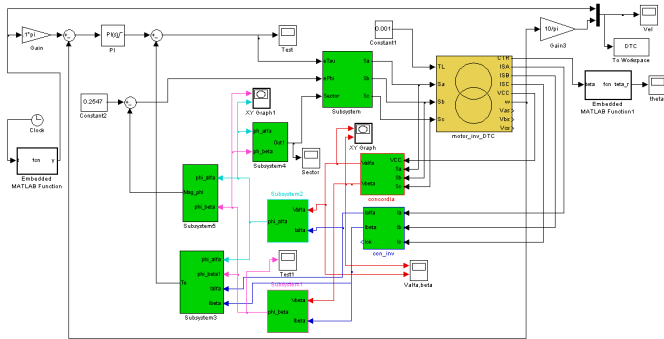


Fig. 5. Controlador DTC implementado en simulink.

En el programa PSIM se diseña el inversor y se crea el modelo del motor; esto se muestra en detalle en la Figura 6.

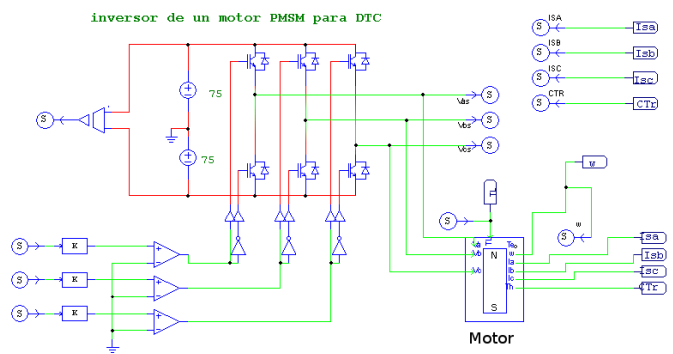


Fig. 6. Inversor y motor en PSIM para el DTC.

Para más detalles de la implementación se recomienda Sixtega (2011).

5. COMPARACIÓN DE CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DEL CONTROL

Se compara la respuesta de ambos controladores para una señal de entrada rampa positiva y negativa de velocidad, es decir se inicia la velocidad del motor en reposo y se incrementa hasta 800 rpm para posteriormente decrementar hasta -800 rpm que significa que en un momento se

cambia el giro del motor. En la Figura 7 se muestra la respuesta, el periodo de muestreo es de $10\mu\text{s}$ con un par de carga constante de 10Nm. El tiempo empleado para la simulación del DTC fue de 215 y para el PBC de 3.7 segundos.

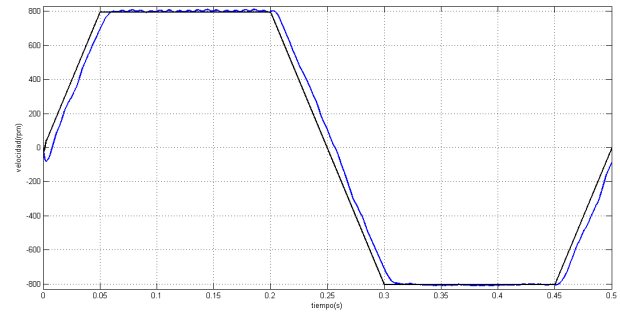


Fig. 7. Respuesta de velocidad de ambos controladores: DTC (negra), pasividad(azul).

Con la figura 8 se muestra el error de velocidad de los controladores, para las respuesta de velocidad de la Figura 7.

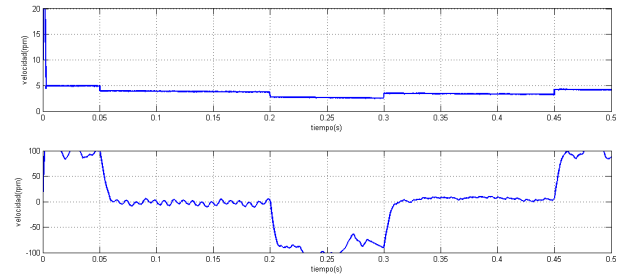


Fig. 8. Error de velocidad del controlador para una entrada rampa, DTC (superior), pasividad(inferior).

Con la finalidad de conocer la respuesta a cambios bruscos de velocidad, en la Figura 9 se muestra la respuesta de velocidad de ambos controladores. Se inicia a 500 rpm, posteriormente se incrementa a 800 rpm, se reduce a cero y posteriormente se repite los valores pero con velocidades negativas; los cambios se realizan cada 0.1 segundos.

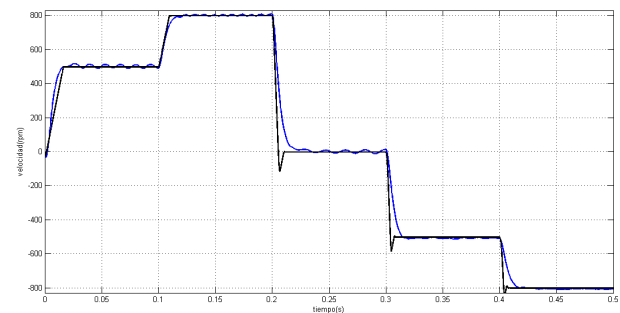


Fig. 9. Respuesta de velocidad de ambos controladores a entrada escalón: DTC (negra), pasividad(azul).

En la gráfica 10 se muestra la respuesta del sistema para diferentes valores de par de carga. Los valores de par se cambian cada 0.1 segundo, en la siguiente secuencia 5Nm, 10Nm, 0Nm, -5Nm, -10Nm. La velocidad se mantiene constante a 800 rpm.

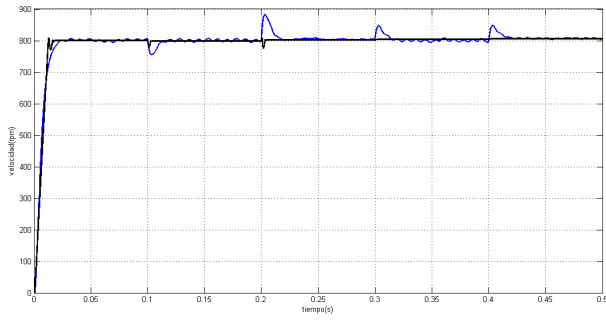


Fig. 10. Respuesta de velocidad de ambos controladores con diferentes valores de par de carga, DTC (negra), pasividad(azul).

A continuación se aplica un señal rampa que permite variar la velocidad y en ciertos momentos se modifica el par de carga, con la finalidad de observar el comportamiento de los controladores bajo tales situaciones. La velocidad se varía de 800 a -800 rpm, de 0 a 0.125s y de 0.125 a 0.25s se cambia de -800 a 800 rpm, estas variaciones de señales se repiten hasta 0.5 segundos. El par de carga se mantiene constante en 10Nm de 0 a 0.125s, para cambiarlo a -10Nm de 0.125 a 0.25s y estas variaciones de la señal se repiten hasta 0.5 segundos. Las señales seleccionadas se emplean de acuerdo al trabajo de Le-Huy (1999).

En la Figura 11 se muestran los resultados obtenidos con el control directo de par.

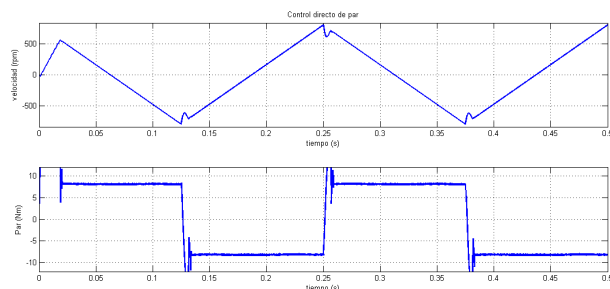


Fig. 11. Respuesta a velocidad y par de carga variable del controlador DTC.

En la Figura 12 los resultados del control por pasividad.

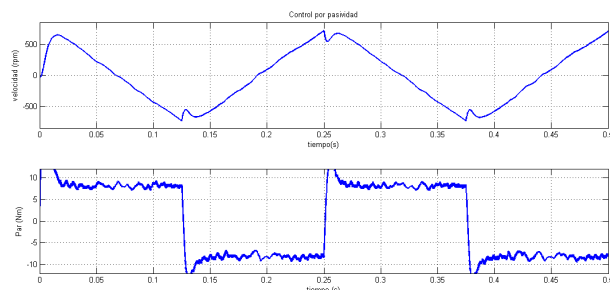


Fig. 12. Respuesta a velocidad y par de carga variable del controlador PBC.

Para determinar el comportamiento del sistema a variación en los parámetros, se modifica el valor de la resistencia del estator que podría alterarse por la temperatura. Se emplean valores constantes de la velocidad (800 rpm) y el par de carga (10Nm). Se altera el valor de la resistencia

del modelo del motor de 0.75R a 1.25R en 0.25 segundos. En las Figuras 13 y 14 se muestra los resultados obtenidos.

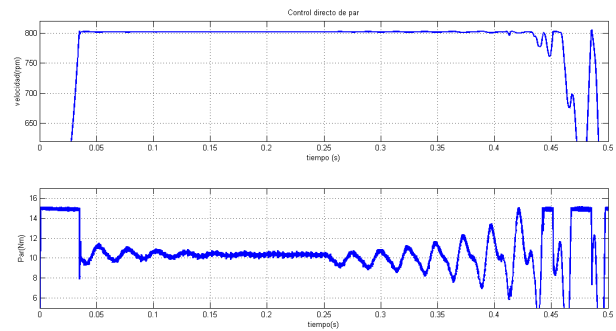


Fig. 13. Respuesta de velocidad y par de carga del controlador DTC con variación en la resistencia de estator.

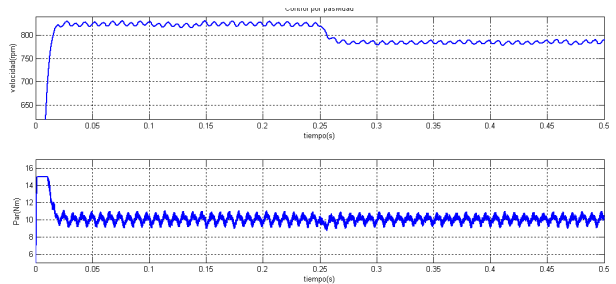


Fig. 14. Respuesta de velocidad y par de carga del controlador de pasividad con variación en la resistencia de estator.

6. CONCLUSIONES

Al comparar las respuestas de los controladores a una entrada rampa, Figuras 7 y 8, es notable que el DTC presenta menor error en estado estable; el DTC sigue mucho mejor a la señal de referencia. Para una entrada escalón, Figura 9, se puede observar que el DTC alcanza la velocidad deseada a una velocidad mayor y presenta menor oscilación. En esta comparación el PBC muestra menor sobretiro.

Cuando se varía el par de carga del motor se puede observar que el DTC presenta menor sobretiro a los cambios, así como una señal con menor error comparado con el otro controlador.

Al variar el par de carga y la velocidad, Figuras 11 y 12, se observa una respuesta con un mejor seguimiento en el DTC.

Al modificar la resistencia del estator pueden observarse cambios no deseados en la velocidad y en el par del motor para el DTC, razón por la cual para el motor con las características indicadas y los controladores empleados, el control mediante pasividad presenta mayor robustez.

Después de realizar las comparaciones es notable que el control directo de par presenta menor error que el de pasividad cuando se emplean parámetros fijos. El algoritmo del DTC es más complejo y por esta razón requiere mayor cantidad de tiempo de simulación.

Una desventaja del controlador por pasividad es que se requiere un medidor o estimador del par. Con la selección de la segunda opción la complejidad del controlador se incrementaría y este será un trabajo futuro. Por tal razón

es posible recomendar el control por pasividad en los casos donde la velocidad de procesamiento sea crítica, el error en estado estable no sea tan estricto y el par de carga sea constante.

La computadora empleada para la simulación posee un procesador Pentium Dual Core a 2.5 GHz y 4GB de memoria RAM. Los parámetros del motor (PMSM), se muestran en la tabla 2.

Table 2. Parámetros del PMSM

Parámetro	Valor
Voltaje (VDC)	150V
Par de polos	3
Flujo magnético Ψ_{PM}	0.0256 Wb
Constante de inercia J	0.000031 kgm^2
Resistencia R	0.86 Ω
Inductancia Ld	0.0065 H
Inductancia Lq	0.0065 H
Fricción Viscosa B	0.00038 Nm/rad/s

REFERENCES

- Bose, B.K. (2002). *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice-Hall.
- Chou, H.H., Kung, Y.S., Vu Quynh, N., and Cheng, S. (2012). Optimized fpga design, verification and implementation of a neuro-fuzzy controller for pmsm drives. *Mathematics and Computers in Simulation*.
- Kung, Y.S., Quynh, N.V., Hieu, N.T., Huang, C.C., and Huang, L.C. (2011). Simulink/modelsim co-simulation and fpga realization of speed control ic for pmsm drive. *Procedia Engineering*, 23, 718–727.
- Le-Huy, H. (1999). Comparison of field-oriented control and direct torque control for induction motor drives. In *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, volume 2, 1245–1252 vol.2. doi: 10.1109/IAS.1999.801662.
- Ortega, R. (1998). *Passivity-based control of Euler-Lagrange systems: mechanical, electrical and electromechanical applications*. Springer.
- Ramírez, L.F., Peralta, S.E., Vásquez, S.J., and Trujillo, R.F. (2013). Passivity-based speed control for permanent magnet motors. *Procedia Technology*, 7, 215–222.
- Sixtega, L.A.E. (2011). *Control directo de par del motor síncrono de imanes permanentes, Tesis de maestría*. IPN Instituto Politécnico Nacional, Escuela superior de ingeniería mecánica y eléctrica.
- Swierczynski, D. and Kazmierkowski, M.P. (2002). Direct torque control of permanent magnet synchronous motor (pmsm) using space vector modulation (dte-svm)-simulation and experimental results. In *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, volume 1, 751–755. IEEE.
- Zhong, L., Rahman, M.F., Hu, W.Y., and Lim, K. (1997). Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 12(3), 528–536.