

## Seguimiento de una trayectoria de velocidad de una Configuración Buck-Motor de CD Mediante el Control Basado en la Realimentación de la Salida Pasiva de la Dinámica Exacta del Error de Seguimiento

A. A. Hernández-Cervantes\*, M. A. Oliver-Salazar\*\*, H. Sira-Ramírez\*\*\*

\*Instituto Tecnológico Superior de Puerto Vallarta, Departamento de Electrónica  
Puerto Vallarta, Jalisco, México (Tel: 322-2265600; e-mail: aldoyen@hotmail.com)

\*\*Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Departamento de Electrónica  
Cuernavaca, Morelos, México, C.P.62490 (Tel: 777-3627770; e-mail: moliver@cenidet.edu.mx)

\*\*\* Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional,  
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Sección de Mecatrónica  
México, D.F. (Tel: 555-7473800; e-mail: hsira@cinvestav.mx)

---

Abstract: Para el sistema convertidor Buck-Motor de CD un control por retroalimentación de estado, lineal, invariante en el tiempo, basado en la Realimentación de la Salida Pasiva de la Dinámica Exacta del Error de Seguimiento (ETEDPOF) estabiliza de forma semi-global el error de seguimiento de trayectoria a cero. La estructura de la distribución de energía de esta configuración posee una interpretación física que incluye un campo vectorial conservativo, un campo vectorial disipativo, un campo de potencia externa y un campo de control. Se debe satisfacer una condición natural de acoplamiento en la disipación entre el campo disipativo y el campo de control para poder aplicar este esquema. Pruebas experimentales muestran la conveniencia de este esquema de control para el seguimiento de una trayectoria de velocidad angular en el motor de CD.

*Palabras clave:* convertidor Buck, pasividad, dinámica del error de seguimiento, modelo promediado, seguimiento de trayectoria.

---

### 1. INTRODUCCIÓN

Los convertidores CD-CD proporcionan una adecuada regulación del voltaje que alimenta una determinada carga y se describen mediante modelos bilineales. Existen combinaciones de convertidores Buck y Boost como es el convertidor Buck-Boost que reúne las ventajas (y también las desventajas) de cada uno (Nabeshima, 2005). La característica de fase no mínima del convertidor Boost es abordada en [Son, 2011] y en (Chen, 2010). En (Sira-Ramírez, 2006) se presenta un estudio de convertidores CD-CD y la aplicación de diferentes controles para regulación y seguimiento de trayectorias. En (Boora, 2008) se presenta un estudio de robustez para un convertidor Buck-Boost ante variaciones en el voltaje de entrada. En (Linares-Flores, 2006) se usa el control ETEDPOF para el seguimiento de velocidad en un sistema convertidor Buck-Boost-Motor. En (Linares-Flores, 2010) se presenta el control basado en pasividad para un motor de CD alimentado por un convertidor Boost. En (Chen, 2010) se presenta el análisis y control de un convertidor Buck-Boost y en (Amrei, 2005) se presenta un método para regular el voltaje de salida en convertidores ante variaciones de carga o voltaje de entrada. Desde la perspectiva de variables de estado el modelo general asociado a un gran número de topologías de convertidores CD-CD se puede descomponer en términos de energía como; un campo vectorial conservativo dependiente de la entrada, un campo vectorial disipativo, canales de entrada de control y un campo

vectorial representando las fuentes de alimentación externas. Bajo esta descomposición este artículo presenta un tipo de control por retroalimentación de estados, lineal, variante en el tiempo (ETEDPOF) que estabiliza semiglobalmente el origen del espacio del error cuando dicho control se aplica a modelos dinámicos exactos no lineales en lazo abierto obtenidos del error de seguimiento de la trayectoria del estado. Para ello se debe satisfacer una condición de acoplamiento en la disipación en los campos. Para la estabilización por retroalimentación, respecto a un punto de equilibrio deseado se requiere un control por retroalimentación del estado lineal e invariante en el tiempo parametrizado en términos del punto de equilibrio mientras se sigue una trayectoria deseada del estado. El controlador que se obtiene con este método es un control retroalimentado con salida pasiva, que en electrónica de potencia coincide con un controlador por retroalimentación de estados, lineal y variante en el tiempo (Isidori, 1999). Este artículo se conforma así: La sección 2 presenta el concepto de Control Basado en la Retroalimentación de la Salida Pasiva de la Dinámica Exacta del Error de Seguimiento (ETEDPOF). En la sección 3 se aplica esta metodología a un sistema Buck-Motor de CD. La sección 4 presenta los resultados experimentales obtenidos y la sección 5 presenta las conclusiones alcanzadas.

## 2. CONTROL BASADO EN LA REALIMENTACION DE LA SALIDA PASIVA DE LA DINAMICA EXACTA DEL ERROR DE SEGUIMIENTO

Para una amplia clase de dispositivos conmutados en electrónica de potencia, los controladores lineales y variantes en el tiempo por retroalimentación del estado, basados en la dinámica exacta del error de seguimiento, estabilizan de forma semiglobal al error de seguimiento a cero (Oliver, 2011).

Sea el siguiente modelo promediado de un convertidor CD-CD:

$$\begin{aligned} \dot{A} x &= J(u_{av})x - Rx + Bu_{av} + E(t) \\ y &= B^T x \end{aligned} \quad (1)$$

donde:  $x$  es un vector  $n$ -dimensional;  $A$  es una matriz simétrica, definida positiva, constante;  $J(u_{av})$  es una matriz antisimétrica para toda  $u_{av}$  de la forma

$$J = J_0 + \sum_{i=1}^m J_i u_{i av} \quad (2)$$

con  $J_0$  y  $J_i$  matrices constantes y antisimétricas;  $R$  es una matriz simétrica, positiva semi-definida, constante;  $B$  es una matriz constante de  $n \times m$  dada por  $B=[b_1, b_2, \dots, b_m]$ ;  $y$  es un vector de salida de dimensión  $m$ . El vector  $u_{av}$  es el vector de entrada de control promedio de dimensión  $m$ , con cada componente  $u_{i av}$  tomando valores en el conjunto cerrado  $[0,1]$  de la línea real.  $E(t)$  es un vector  $n$ -dimensional función de  $t$  o, a veces, un vector de elementos constantes. Físicamente;  $Rx$  representa el *campo disipativo* del sistema;  $J(u)x$  representa el *campo conservativo* del sistema (posiblemente dependiente de la entrada de control). Los *canales de entrada de control* están representados por la matriz constante  $B$  y  $E(t)$  representa las *fuentes de entrada externa* (baterías o voltajes de línea).

Considérese a  $B^*(t)$  como una matriz variante en el tiempo para una trayectoria del estado nominal  $x^*$  de la forma:

$$B^*(t) = [J_1 x^* + b_1, \dots, J_m x^* + b_m] \quad (3)$$

### 2.1. Consideraciones básicas

- Se asume que  $u_{i av} \in [0,1]$  para todo  $t$ .
- El sistema (1) es plano (Fliess, 1995), (Sira-Ramírez, 2004), por lo que dada una trayectoria de referencia de estado (arbitraria, suave y acotada),  $x^*(t)$ , en  $R^n$ , existe una entrada suave de control en lazo abierto,  $u^*(t) \in [0, 1]^m$ , tal que para todas las trayectorias que inician en un tiempo  $t_0$ , en el estado  $x(t_0) = x^*(t_0)$ , el vector de error de seguimiento,  $e(t) = x(t) - x^*(t)$ , es idénticamente cero para todo  $t \in [t_0, +\infty]$ . Así la expresión sin perturbación

$$\begin{aligned} \dot{A} x^* &= J(u^*(t))x^*(t) - Rx^*(t) + Bu^*(t) + E(t) \\ y^* &= B^T x^* \end{aligned} \quad (4)$$

es válida para todo tiempo dado  $x^*(t_0)$  que produce que los componentes del vector de entrada de control nominal en lazo abierto,  $u^*(t)$ , estén acotados en el intervalo  $[0,1]$ , para todo  $t \geq t_0$ .

- Debe satisfacerse la siguiente condición de acoplamiento de disipación dada cualquier matriz simétrica, positiva definida, constante,  $\Gamma$ :

$$R + B^*(t) \Gamma [B^*(t)]^T > 0 \quad (5)$$

Significando que aquellos subespacios en los que el sistema no presenta una disipación natural o una acción auto-estabilizadora, ésta se puede lograr mediante una disipación sintetizada por retroalimentación.

- Se supone que todos los estados son medibles.

### 2.2. Resultados fundamentales

De las consideraciones anteriores para el sistema (1) y si  $z = [B^*(t)]^T x$ ,  $e_z = [B^*(t)]^T e$ , el vector de seguimiento del error,  $e(t) = x(t) - x^*(t)$ , es semi-globalmente, asintóticamente exponencialmente estabilizado a cero cuando se usa el siguiente control retroalimentado del error de seguimiento lineal y variante en el tiempo:

$$u = u_{av}^* - \Gamma [B^*(t)]^T e = u_{av}^* - \Gamma e_z \quad (6)$$

La degradación de la condición de acoplamiento de disipación en (5) a ser solo positiva semidefinida, todavía produce un resultado de estabilidad absoluta, siempre y cuando la condición de invariancia de LaSalle sea satisfecha.

Para encontrar la dinámica del error de seguimiento considérese (1) y (4), y si  $[e_u]_i$  es el elemento  $i$  del vector de error de la entrada de control,  $e_u = u_{av} - u_{av}^*$ , se tiene

$$\begin{aligned} \dot{A} e &= [J(u_{av})x - J(u_{av}^*)x^*] - R e + B e_u \\ &= J(u_{av})e - R e + B^*(t) e_u \end{aligned} \quad (7)$$

La dinámica del error de seguimiento en lazo abierto es entonces

$$\dot{A} e = J(u_{av})e - R e + B^*(t) e_u \quad (8)$$

Nótese que el vector del error de salida pasiva asociado a la dinámica del error (8) ya no es  $e_y = B^T e$ . Ahora está dado por  $e_z = [B^*(t)]^T e$ , mismo que corresponde a la salida auxiliar  $z = [B^*(t)]^T e$ .

Considérese la siguiente función de Lyapunov:

$$V(e) = \frac{1}{2} e^T A e \quad (9)$$

como una función de energía del error que incluye los elementos de almacenamiento de energía en el sistema. Por la propiedad de antisimetría de la matriz  $J(u_{av})$  y para toda  $u_{av}$  se satisface la siguiente relación:

$$\dot{V}(e) = e^T A e = -e^T R e + e^T B^*(t) e_u \quad (10)$$

Haciendo  $e_u = u_{av} - u_{av}^* = -\Gamma [B^*(t)]^T e$ , se tiene:

$$\dot{V}(e) = -e^T [R + B^*(t) \Gamma [B^*(t)]^T] e < 0 \quad (11)$$

La estabilidad exponencial procede al considerar que la matriz simétrica, positiva definida,  $R + B^*(t) \Gamma [B^*(t)]^T$  está acotada uniformemente por una matriz simétrica y constante y que las matrices  $A$  y  $R$  también son simétricas y constantes.

### 2.3. Observaciones

- El resultado que se presenta no es global pues la condición inicial en el vector de estado,  $x(t)$ , puede ser tal que las entradas de control toquen una frontera de saturación para alguno, o todos, sus componentes de forma que la retroalimentación se pueda perder permanentemente.
- La propiedad de plititud diferencial es muy útil para encontrar las trayectorias de estado,  $x(t)$ , con base en un significado físico de la planificación de las trayectorias de salida plana y un número finito de sus derivadas. Esto da trayectorias nominales acotadas para el estado y para la entrada de control sin tener que resolver ecuaciones diferenciales.

### 2.4. Generación de trayectorias nominales

En el control de trayectoria se busca regular las trayectorias del sistema entre dos puntos de equilibrio deseados del estado promedio,  $\bar{x}(t_1)$  y  $\bar{x}(t_2)$ , mientras el sistema sigue la correspondiente trayectoria de estado,  $x^*(t)$ . Al presentar el sistema una salida plana,  $y = F$ , todas las variables que conforman el estado promedio se reparametrizan en términos de  $F$  y sus derivadas:

$x = \varphi(y, \dot{y}, \dots, y^{(k)})$ ,  $u = \alpha(y, \dot{y}, \dots, y^{(k+1)})$  Los equilibrios de la salida plana,  $\bar{y}$ , determinan los equilibrios para los estados y el control,  $\bar{u}$ . Se establece una trayectoria nominal para que la salida plana pase suavemente de  $\bar{F}_{inic}$  a  $\bar{F}_{final}$ , en un intervalo de tiempo  $[t_{inicio}, t_{final}]$ .

## 3. CONVERTIDOR BUCK-MOTOR CD

Del convertidor Buck alimentando a un motor de CD (figura 1), se demuestra que su modelo promediado normalizado e interruptor ideal,  $u$ , es:

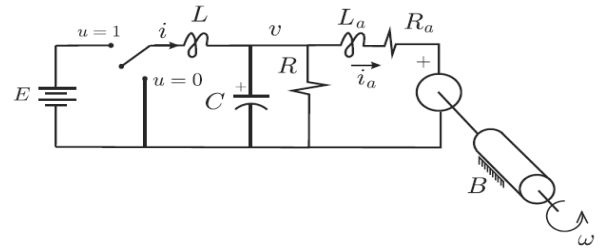


Figura 1. Motor de CD acoplado a un convertidor Buck

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{d\tau} &= -x_2 + u, & \frac{dx_2}{d\tau} &= x_1 - \frac{1}{Q}x_2 - x_3 \\ \alpha \frac{dx_3}{d\tau} &= x_2 - Q_a x_3 - \kappa x_4 \\ \beta \frac{dx_4}{d\tau} &= \kappa x_3 - Q_B x_4 - T_L \end{aligned} \quad (12)$$

donde

$$\begin{aligned} x_1 &= \frac{i}{E} \sqrt{\frac{L}{C}}, & x_2 &= \frac{v}{E}, & x_3 &= \frac{i_a}{E} \sqrt{\frac{L}{C}}, \\ x_4 &= \omega \sqrt{LC}, & \tau &= \frac{t}{\sqrt{LC}}, & Q &= R \sqrt{\frac{C}{L}}, \\ Q_a &= R_a \sqrt{\frac{C}{L}}, & \alpha &= \frac{L_a}{L}, & \kappa &= \frac{K_m}{E \sqrt{LC}}, \\ \beta &= \frac{J}{LC^2 E^2}, & Q_B &= \frac{B}{E^2 C \sqrt{LC}}, & T_L &= \frac{\tau_L}{E^2 C} \end{aligned}$$

$E$  y  $v$  son los voltajes de alimentación y de salida del convertidor Buck, respectivamente;  $u \in [0, 1]$  es la señal de entrada;  $L$  y  $C$  son los elementos pasivos (inductancia y capacitancia, respectivamente) del filtro que conforma el convertidor Buck;  $R$  es la resistencia de carga;  $R_a$  y  $L_a$  son la resistencia e inductancia de armadura, respectivamente;  $J$  y  $B$  son el momento de inercia y fricción viscosa del motor, respectivamente;  $i$  es la corriente que circula por la primera bobina;  $i_a$  es la corriente que circula por la armadura del motor;  $\omega$  es la velocidad angular y  $\tau_L$  representa la perturbación debida al par de carga. Nótese en (12) las derivadas respecto a  $\tau$  en lugar de  $t$ .

Se busca regular las trayectorias del sistema entre dos puntos de equilibrio del estado promedio en términos de la velocidad angular de equilibrio deseada,  $\bar{x}_2(t_1) = \omega_{d1}$ , y  $\bar{x}_2(t_2) = \omega_{d2}$ , mientras el sistema sigue la correspondiente trayectoria de estado,  $x^*(t)$ .

Definiendo el error de seguimiento como  $e_i = x_i - x_i^*$ ,  $i = 1, 2, 3, 4$ , y  $e_u = u - u^*$ , una translación variante en el tiempo de las coordenadas de estado al espacio del error da la siguiente dinámica del error de seguimiento:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} de_1/d\tau \\ de_2/d\tau \\ de_3/d\tau \\ de_4/d\tau \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1/Q & 1 & 0 \\ 0 & -1 & Q_a & \kappa \\ 0 & 0 & -\kappa & Q_B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e_u$$

con una estructura como en (8) con  $J(u_{av})e = 0$ .

La salida promedio pasiva está dada por  $e_y = B^T e = e_1$

Si  $\Gamma = \gamma$  y  $\gamma, Q_a, Q_B, Q > 0$  la siguiente condición de acoplamiento de disipación se da:

$$R + B \Gamma B^T = \begin{bmatrix} \gamma & 1 & 0 & 0 \\ -1 & \frac{1}{Q} & 1 & 0 \\ 0 & -1 & Q_a & \kappa \\ 0 & 0 & -\kappa & Q_B \end{bmatrix} > 0$$

La ley de control de la retroalimentación lineal de la salida pasiva promedio es

$$e_u = -\gamma e_y = -\gamma e_1$$

La entrada de control promedio es entonces:

$$u_{av} = u^* + e_u = u^* - \gamma e_1 = u^* - \gamma (x_1 - x_1^*) \quad (13)$$

Para la generación de trayectoria de velocidad se demuestra que la salida  $x_d$  es plana y se renombra  $F = x_d$  por conveniencia. Reparametrizando las variables de estado promedio en términos de F y un número finito de sus derivadas se tiene

$$\begin{aligned} x_4 &= F, & x_3 &= \frac{\beta}{\kappa} \dot{F} + \frac{Q_B}{\kappa} F + \frac{T_L}{\kappa} \\ x_2 &= \frac{\alpha\beta}{\kappa} \ddot{F} + \frac{\alpha Q_B + Q_a\beta}{\kappa} \dot{F} + \frac{Q_a Q_B}{\kappa} F + \frac{Q_a T_L}{\kappa} \\ x_1 &= \frac{\alpha\beta}{\kappa} F^{(3)} + \left[ \frac{\alpha Q_B + Q_a\beta}{\kappa} + \frac{\alpha\beta}{\kappa Q} \right] \ddot{F} \\ &+ \left[ \frac{\alpha Q_B + Q_a\beta}{\kappa Q} + \frac{Q_a Q_B}{\kappa} + \frac{\beta}{\kappa} \right] \dot{F} \\ &+ \left[ \frac{Q_a Q_B}{\kappa Q} + \frac{Q_B}{\kappa} \right] F + \frac{T_L}{\kappa} \left[ 1 + \frac{Q_a}{Q} \right] \\ u &= \frac{\alpha\beta}{\kappa} F^{(4)} + \left[ \frac{\alpha Q_B + Q_a\beta}{\kappa} + \frac{\alpha\beta}{\kappa Q} \right] F^{(3)} \\ &+ \left[ \frac{\alpha Q_B + Q_a\beta}{\kappa Q} + \frac{Q_a Q_B}{\kappa} + \frac{\beta}{\kappa} + \frac{\alpha\beta}{\kappa} \right] \ddot{F} \\ &+ \left[ \frac{Q_a Q_B}{\kappa Q} + \frac{Q_B}{\kappa} + \frac{\alpha Q_B + Q_a\beta}{\kappa} \right] \dot{F} + \frac{Q_a Q_B}{\kappa} F + \frac{Q_a T_L}{\kappa} \end{aligned}$$

Si los equilibrios de la salida plana normalizada son  $\bar{F}_{inic} = \omega_{d1}$ ,  $\bar{F}_{final} = \omega_{d2}$ , entonces el equilibrio promedio normalizado correspondiente para corriente de inductor, voltaje de capacitor, corriente de armadura y control están dados como

$$\bar{x}_3(t_{inic}) = \frac{1}{\kappa} (Q_B \omega_{d1} + T_L)$$

$$\bar{x}_2(t_{inic}) = \omega_{1d} \left( \frac{Q_a Q_B}{\kappa} + \kappa \right) + \frac{Q_a}{\kappa} T_L$$

$$\bar{x}_1(t_{inic}) = \omega_{1d} \left( \frac{Q_a Q_B + \kappa^2 + Q_B Q}{Q \kappa} \right) + \left( \frac{Q + Q_a}{Q \kappa} \right) T_L$$

$$\bar{u}(t_{inic}) = \bar{x}_2(\bar{t}_{inic}) = \omega_{1d} \left( \frac{Q_a Q_B}{\kappa} + \kappa \right) + \left( \frac{Q_a}{\kappa} \right) T_L$$

Una trayectoria nominal para la salida plana que suavemente interpole entre  $\bar{F}_{inic}$  y  $\bar{F}_{final}$  en un intervalo de tiempo razonable,  $[t_{inic}, t_{final}]$ , es

$$F^*(t) = \bar{F}_{inic} + \left( \bar{F}_{final} - \bar{F}_{inic} \right) \varphi(t, t_{inic}, t_{final})$$

donde  $\varphi(\cdot)$  es una función Bezier.

#### 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se busca que el motor del sistema compensado siga una trayectoria de velocidad de 0 hasta 100 rad/seg. suavemente usando la función Bézier:

$$B_z = \begin{cases} 0; & t \leq t_i \\ 252 \left( \frac{t-t_i}{t_f-t_i} \right)^5 - 1050 \left( \frac{t-t_i}{t_f-t_i} \right)^6 + 1800 \left( \frac{t-t_i}{t_f-t_i} \right)^7 \\ -1575 \left( \frac{t-t_i}{t_f-t_i} \right)^8 + 700 \left( \frac{t-t_i}{t_f-t_i} \right)^9 - 126 \left( \frac{t-t_i}{t_f-t_i} \right)^{10}; & t_i \leq t \leq t_f \\ 1; & t \geq t_f \end{cases}$$

Se diseñó el sistema Buck-Motor CD en laboratorio para validar la acción de dos tipos de controladores con fines de comparación (figura 2).

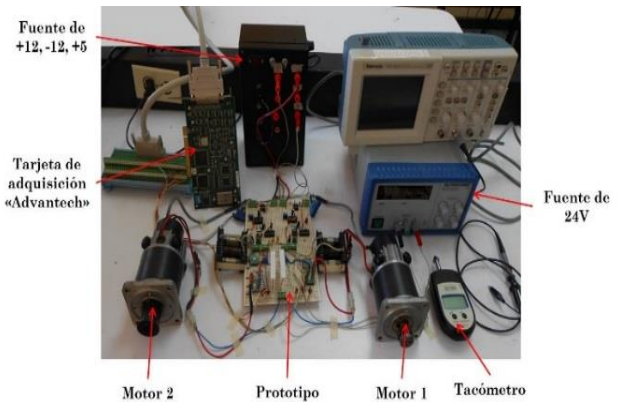


Figura 2. Prototipo convertidor Buck-Motor CD.

Los parámetros del motor son;  $J = 0.00317 \text{ Kg m}^2$ ,  $B = 8.7 * 10^{-4} \text{ V A s}^2 / \text{rad}$ ,  $K = 0.1186 \text{ V s/rad}$ ,  $R_a = 1.95 \Omega$ ,  $L_a = 2.55 \text{ mH}$ .

##### 4.1. Control PID

Para realizar la comparación de controles se diseñó un controlador tipo PID (Astrom, 2009), representando al sistema con la siguiente función de transferencia (figura 3):

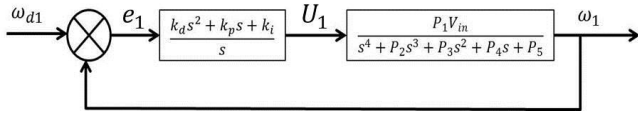


Figura 3. Control PID de sistema Buck-Motor CD.

Estableciendo:

$$P_1 = \frac{K_m}{JLCL_a} = 3.334 \times 10^{12}, \quad P_2 = \frac{1}{CR} + \frac{B}{J} + \frac{R_a}{L_a} = 1.043 \times 10^4,$$

$$P_3 = \frac{B}{JCR} + \frac{R_a}{CRL_a} + \frac{BR_a + K_m^2}{JL_a} + \frac{1}{CL} + \frac{1}{CL_a} = 4.13 \times 10^8,$$

$$P_4 = \frac{BR_a + K_m^2}{JCR L_a} + \frac{B}{JCL} + \frac{B}{CLL_a} + \frac{R_{a1}}{CLL_a} = 1.74 \times 10^{11},$$

$$P_5 = \frac{BR_a + K_m^2}{JCLL_a} = 4.43 \times 10^{11}, \quad P_1 V_{in} = 8.003 \times 10^{13}$$

las ganancias del controlador PID son:

$$K_i = \frac{\alpha \omega_n^4}{P_1 V_{in}} = 0.08,$$

$$K_p = \frac{\omega_n^4 + 4\zeta \alpha \omega_n^3 - P_5}{P_1 V_{in}} = 0.07,$$

$$K_d = \frac{2\alpha \omega_n^2 + 4\zeta \omega_n^3 + 4\alpha \zeta^2 \omega_n^2 - P_4}{P_1 V_{in}} = 0.03$$

La figura 4 muestra las velocidades de referencia y real del motor desde 0 a 100 rad/seg. en 4 seg., bajo la acción del control PID.

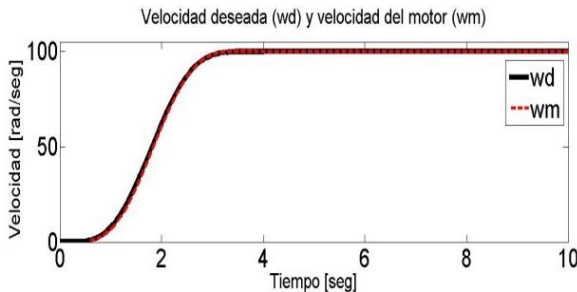


Figura 4. Velocidades de referencia y obtenida bajo la acción de un control PID.

En la figura 5 se presenta de izquierda a derecha, de arriba abajo, la corriente del convertidor,  $i(t)$ , y la corriente de armadura,  $i_a(t)$ . La segunda gráfica muestra el voltaje del convertidor,  $v(t)$ . La tercera gráfica presenta el error entre la velocidad de referencia y la velocidad real del motor y la cuarta muestra la señal de control con una discontinuidad a los 4 seg. El error promedio entre las velocidades deseada y real que se obtuvo experimentalmente fue de 3.2.

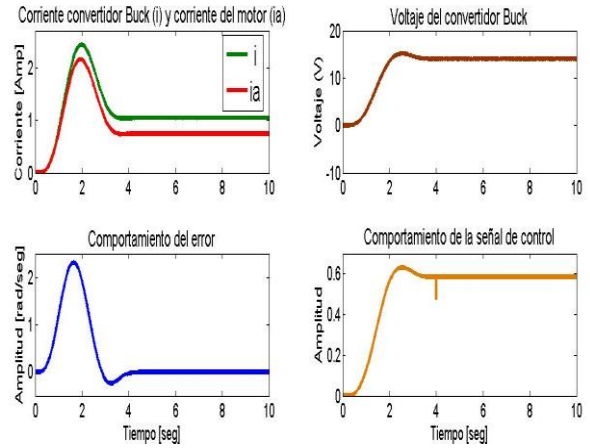


Figura 5. Control PID. a). Corrientes  $i(t)$ ,  $i_a(t)$ . b). Voltaje  $v(t)$ . c). Error. d). Señal de control.

#### 4.2. Control ETEDPOF

Se aplicó el control ETEDPOF de (13) al sistema para el seguimiento de la misma trayectoria de velocidad angular con la misma función Bezier. La figura 6 muestra las velocidades de referencia y real desde 0 a 100 rad/seg. en 4 seg.

En la figura 7 se presenta de izquierda a derecha, de arriba abajo, la corriente del convertidor,  $i(t)$ , y la corriente de armadura,  $i_a(t)$ . La segunda gráfica presenta el voltaje del convertidor,  $v(t)$ , en el convertidor. La tercera gráfica presenta el error entre las velocidades de referencia y real del motor. La última gráfica muestra la señal de control.

El error promedio entre las velocidades deseada y real que se obtuvo experimentalmente fue esta vez de 0.2. De la comparación de las figuras 5 y 7 se observan valores de error mayores con el control PID así como una discontinuidad en la señal de control.

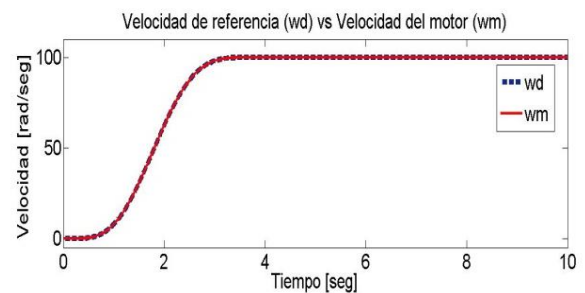


Figura 6. Velocidades de referencia y obtenida bajo la acción de un control ETEDPOF.

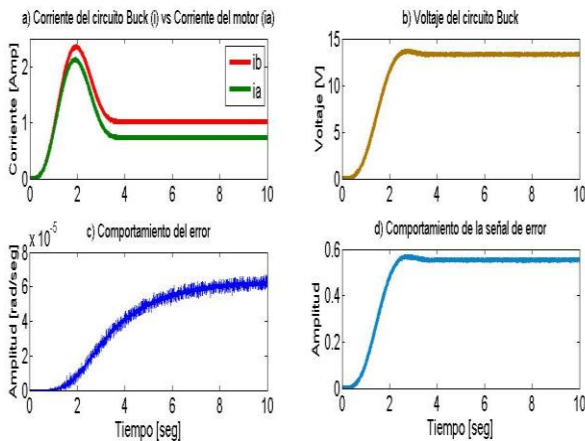


Figura 7. Control ETEDPOF. a). Corrientes  $i(t)$ ,  $i_a(t)$ . b). Voltaje  $v(t)$ . c). Error. d). Señal de control

## 5. CONCLUSIONES

Se presentó el uso del control ETEDPOF aplicado a un sistema Buck-Motor de CD con fines de seguimiento de una velocidad angular de referencia. Con esta metodología se obtuvo la ley de control descrita en (13). Se construyó un prototipo en laboratorio del sistema Buck-Motor de CD y se realizaron pruebas experimentales bajo la acción de controles PID y ETEDPOF. En ambos casos se logra el seguimiento de velocidad deseado. Sin embargo, el error promedio bajo la acción del control PID fue de 3.2 mientras que bajo la acción del control ETEDPOF fue de 0.2. Se presenta una discontinuidad en la señal de control bajo la acción PID (no en la señal de control ETEDPOF). Los resultados muestran una ventaja del control ETEDPOF sobre el PID.

## REFERENCIAS

- *S. Amrei, Dian Guo Xu, Lang Y.*, "A New Approach to Hi-Power DC-DC Converters Under Large Load and Input Voltage Variations", Int. Conf. on Power Electronics and Drives Systems, PEDS 2005, pp. 152-157.
- *K. Astrom, T. Hagglund*, "Control PID avanzado", Madrid: Pearson educación. 2009.
- *Boora, F. Zare, G. Ledwich, A. Ghosh*, "A general approach to control positive Buck-Boost converter to achieve Robustness against input voltage fluctuations and load changes". IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008, pp. 2011-2017.
- *Z. Chen, J. Hu, W. Gao*, "Closed-Loop Analysis and Control of a Non-Inverting Buck-Boost Converter", International Journal of Control, Vol. 83, No. 11, pp. 2294-2307, November 2010.
- *M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, and P. Rouchon*, "Flatness and defect of non-linear systems: introductory theory and applications", International Journal of Control, Vol. 61, pp. 1327-1361, 1995.
- *Isidori*, "Nonlinear Control Systems II", Springer, London, 1999.
- *J. Linares-Flores, H. Sira-Ramirez, J. Regert, R. Silva-Ortigoza*, "An exact tracking error dynamics passive output feedback controller for a Buck-Boost-converter driven DC motor", 10th IEEE International Power Electronics Congress, CIEP 2006.
- *J. Linares-Flores, J. Regert, H. Sira-Ramirez*, "Load Torque Estimation and Passivity-Based Control of a Boost-Converter/DC-Motor Combination", IEEE Trans. On Control systems Technology, Vol. 18, No. 6, November 2010, pp. 1398-1405.
- *T. Nabeshima, T. Sato, K. Nishijima and S. Yoshida*, "A Novel Control Method of Boost and Buck-Boost Converters with a Hysteretic PWM Controller", European Power Electronics and Drives Association Conference, EPE-2005, Dresden, 2005, pp. 1-6.
- *M. A. Oliver-Salazar, Sira-Ramirez H.*, "Semi-global Stabilization for the Buck-Buck Converter via Exact Tracking Error Dynamics Passive Output Feedback", 8<sup>th</sup> Int. Conf. Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control, CCE 2011, pp.1-6.
- *H. Sira-Ramirez, S. Agrawal*, "Differentially flat systems", Marcel Dekker Inc., 2004.
- *H. Sira-Ramirez, R. Silva-Ortigoza*, "Control Design Techniques in Power Electronics Devices", Springer. 2006.
- *Son, Y. I.; Kim, I. H.*, "Complementary PID Controller to Passivity-Based Nonlinear Control of Boost Converters with Inductor Resistance", IEEE Transactions on Control Systems Technology, issue 99, 2011, pp.1-9.