

CONTROL POR RETROALIMENTACIÓN DE LA SALIDA PASIVA DE LA DINÁMICA DEL ERROR DE REGULACIÓN EXACTO PARA EL SISTEMA CONVERTIDOR BUCK-BOOST DOBLE

José Rafael García Sánchez
Ramón Silva Ortigoza
José Norberto Alba Juárez
Salvador Tavera Mosqueda
Celso Márquez Sánchez
Mayra Antonio Cruz

Instituto Politécnico Nacional
CIDETEC. Área de Mecatrónica.
Unidad Profesional Adolfo López Mateos.

RESUMEN

Este trabajo presenta un control por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error de regulación exacto (ESEDPOF, por sus siglas en inglés) para el sistema convertidor de CD/CD Buck-Boost doble. Asimismo, su desempeño se muestra a través de simulaciones numéricas realizadas en Matlab-Simulink.

1. Introducción

Hoy en día, la electrónica de potencia continúa siendo un tema investigación relevante. Dentro de esta área de conocimiento, se distinguen los convertidores de corriente directa (CD), cuyo propósito fundamental es la transformación de su energía inicial, generalmente no regulada a una energía final regulada. De lo anterior, es imperioso diseñar e implementar controles que resuelvan tal problemática. En particular, el convertidor de CD/CD Buck-Boost doble tiene la característica de funcionar como reductor, seguidor y amplificador de voltaje. De ahí que, sus aplicaciones puedan ir desde el diseño de fuentes conmutadas hasta aplicaciones que requieran un mayor grado de sofisticación, v.g., aplicaciones en control y automatización, mecatrónica, robótica y afines. Es por ello, que este trabajo se enfoca en la propuesta de un control por ESEDPOF para la tarea de regulación en el sistema Buck-Boost doble.

El presente trabajo está estructurado de la siguiente manera. El modelo matemático y el punto de equilibrio del convertidor Buck-Boost doble, son presentados en la Sección II. Mientras que en la Sección III, la dinámica del convertidor se representa en dos formas canónicas, la de sistemas conmutados y la Hamiltoniana. En la Sección IV, se diseña un control por ESEDPOF y su desempeño en lazo cerrado, vía simulaciones numéricas, es mostrado en la Sección V. Finalmente, las conclusiones se dan en la sección VI.

2. Modelo matemático del convertidor Buck-Boost doble

El modelo matemático promedio asociado a un convertidor Buck-Boost doble, se obtiene analizando (vía las leyes de voltajes y corrientes de Kirchhoff el circuito electrónico de la Figura 1, obteniéndose lo siguiente:

[]@|@

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = (1 - u_{av1})v_1 + u_{av1}E, \quad (1)$$

$$C_1 \frac{dv_1}{dt} = -(1 - u_{av1})i_1 - \frac{v_1}{R_1} - u_{av2}i_2, \quad (2)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = u_{av2}v_1 + (1 - u_{av2})v_2, \quad (3)$$

$$C_2 \frac{dv_2}{dt} = -(1 - u_{av2})i_2 - \frac{v_2}{R_L}, \quad (4)$$

donde (Q_1, D_1) , i_1 , L_1 , C_1 , V_1 Y R_1 , corresponden con el interruptor, corriente, inductor, capacitor, voltaje de salida y carga, respectivamente, del primer convertidor Buck-Boost. Asimismo, (Q_2, D_2) , i_2 , L_2 , C_2 , V_2 Y R_2 corresponden, análogamente, con los elementos del segundo convertidor Buck-Boost. Mientras que u_{av1} y u_{av2} son las entradas de control del sistema. El punto de equilibrio asociado con (1)-(4), expresado en términos de las variables a controlar v_1 y v_2 , es:

□@|@

$$\bar{i}_1 = -\left(\frac{\bar{v}_1^2}{ER_1} + \frac{\bar{v}_2^2}{ER_L}\right)\left(\frac{E - \bar{v}_1}{\bar{v}_1}\right), \quad (5)$$

$$\bar{i}_2 = \frac{\bar{v}_2}{R_L}\left(\frac{\bar{v}_2}{\bar{v}_1} - 1\right), \quad (6)$$

$$\bar{v}_1 = -\frac{\bar{u}_{av1}E}{1 - \bar{u}_{av1}}, \quad (7)$$

$$\bar{v}_2 = \frac{\bar{u}_{av1}\bar{u}_{av2}E}{(1 - \bar{u}_{av1})(1 - \bar{u}_{av2})}, \quad (8)$$

$$\bar{u}_{av1} = -\frac{\bar{v}_1}{E - \bar{v}_1}, \quad (9)$$

$$\bar{u}_{av2} = \frac{\bar{v}_2}{\bar{v}_2 - \bar{v}_1}. \quad (10)$$

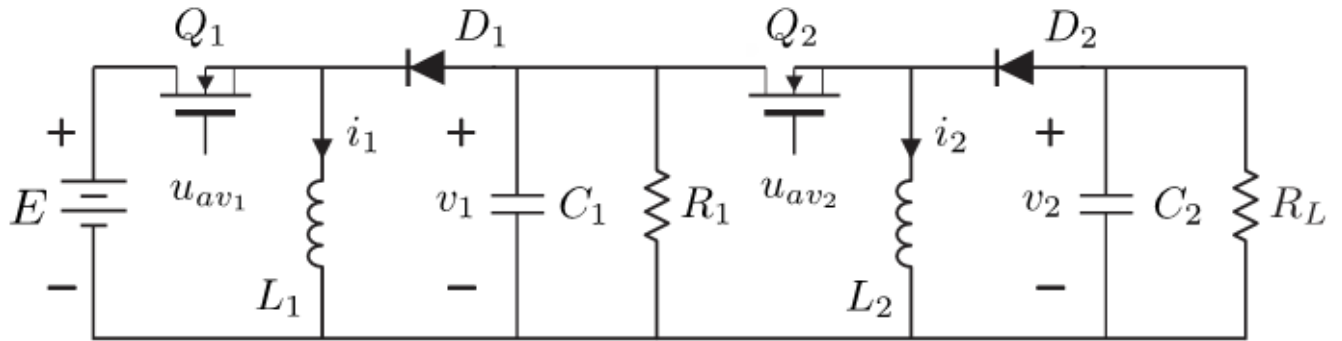


Figura 1. Diagrama eléctrico del convertidor Buck-Boost doble

3. Formas canónicas del convertidor Buck-Boost doble

De acuerdo con la literatura sobre convertidores de potencia, la siguiente forma canónica es una representación alterna de algunos sistemas conmutados:

□@|@

$$A\dot{x} = J(u_{av})x - Rx + Bu_{av} + \epsilon(t). \quad (11)$$

Para representar a (1)-(4) como (11), inicialmente se define el vector de estado

□@|@

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T, \text{ con } x_1 = i_1, x_2 = v_1, x_3 = i_2 \text{ y } x_4 = v_2. \text{ Así, (1)-(4)}$$

se puede expresar como:

□@|@

$$L_1 \dot{x}_1 = (1 - u_{av1})x_2 + u_{av1}E, \quad (12)$$

$$C_1 \dot{x}_2 = -(1 - u_{av1})x_1 - \frac{x_2}{R_1} - u_{av2}x_3, \quad (13)$$

$$L_2 \dot{x}_3 = u_{av2}x_2 + (1 - u_{av2})x_4, \quad (14)$$

$$C_2 \dot{x}_4 = -(1 - u_{av2})x_3 - \frac{x_4}{R_L}. \quad (15)$$

Partiendo de (12) - (15) se encuentra que la matriz A es diagonal y está formada por los elementos inductivos y capacitivos del convertidor, es decir, $A = \text{diag}(L_1, C_1, L_2, C_2)$. Por otro lado, la matriz J (u_{av}) queda definida como:

□@|@

$$J(u_{av1}, u_{av2}) = \begin{bmatrix} 0 & (1 - u_{av1}) & 0 & 0 \\ -(1 - u_{av1}) & 0 & -u_{av2} & 0 \\ 0 & u_{av2} & 0 & (1 - u_{av2}) \\ 0 & 0 & -(1 - u_{av2}) & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

a su vez, las matrices R, B, y $u_{(av)}$ están dadas por:

□@|@

$$R = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_L} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \epsilon = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad y \quad u_{av} = \begin{bmatrix} u_{av1} \\ u_{av2} \end{bmatrix}. \quad (17)$$

La forma canónica del error exacto de regulación, i.e., la forma canónica Hamiltoniana, para un sistema conmutado es:

□@|@

$$\dot{e} = J(u_{av}) \frac{\partial H(e)}{\partial e} - R \frac{\partial H(e)}{\partial e} + B e u_{av}. \quad (18)$$

En consecuencia, se definen los errores de regulación de (1) - (4), como

□@|@

$$e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_1 - \bar{i}_1 \\ v_1 - \bar{v}_1 \\ i_2 - \bar{i}_2 \\ v_2 - \bar{v}_2 \end{bmatrix}, \quad (19)$$

a sí mismo, los errores asociados a las entradas de control promedio son:

□@|@

$$e_{uav} = \begin{bmatrix} e_{u_{av1}} \\ e_{u_{av2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{av1} - \bar{u}_{av1} \\ u_{av2} - \bar{u}_{av2} \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Así, con base en (19) y (5) - (10) se tiene la siguiente dinámica del error:

□@|@

$$\dot{e}_1 = \frac{1}{L_1} \left[(1 - u_{av1})e_2 + (E - \bar{v}_1)e_{u_{av1}} \right], \quad (21)$$

$$\dot{e}_2 = \frac{1}{C_1} \left[-(1 - u_{av1})e_1 - \frac{e_2}{R_1} - u_{av2}e_3 + \beta_1 e_{u_{av1}} + \beta_2 e_{u_{av2}} \right], \quad (22)$$

$$\dot{e}_3 = \frac{1}{L_2} \left[u_{av2}e_2 + (1 - u_{av2})e_4 - (\bar{v}_2 - \bar{v}_1)e_{u_{av2}} \right], \quad (23)$$

$$\dot{e}_4 = \frac{1}{C_2} \left[-(1 - u_{av2})e_3 - \frac{e_4}{R_L} - \beta_2 e_{u_{av2}} \right], \quad (24)$$

donde

□@|@

$$\beta_1 = - \left(\frac{\bar{v}_1}{ER_1} + \frac{\bar{v}_2^2}{E\bar{v}_1R_L} \right) - (E - \bar{v}_1), \quad (25)$$

$$\beta_2 = - \frac{\bar{v}_2}{R_L\bar{v}_1} (\bar{v}_2 - \bar{v}_1). \quad (26)$$

Por lo tanto, la dinámica del error de regulación exacta en la forma canónica Hamiltoniana es:

□@|@

$$\dot{e} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(1-u_{av1})}{L_1 C_1} & 0 & 0 \\ -\frac{(1-u_{av1})}{L_1 C_1} & 0 & -\frac{u_{av2}}{C_1 L_2} & 0 \\ 0 & \frac{u_{av2}}{C_1 L_2} & 0 & \frac{(1-u_{av2})}{L_2 C_2} \\ 0 & 0 & -\frac{(1-u_{av2})}{L_2 C_2} & 0 \end{bmatrix} e$$

□@□

$$-\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1^2 R_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2^2 R_L} \end{bmatrix} e - \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{E - \bar{v}_1}{L_1} & 0 \\ \frac{\beta_1}{C_1} & \frac{\beta_2}{C_1} \\ 0 & -\frac{(\bar{v}_2 - \bar{v}_1)}{L_2} \\ 0 & -\frac{\beta_2}{C_2} \end{bmatrix}}_{:= B} e_{u_{av}} \quad (27)$$

con β_1 y β_2 definidos en (25) y (26), respectivamente.

4. Diseño de un control por ESEDPOD

Una vez se ha encontrado la dinámica (27), es posible diseñar un control promedio por ESEDPOD. En esa dirección, la salida pasiva de la dinámica del error se encuentran mediante:

□@□

$$e_y = B^T \frac{\partial H(e)}{\partial e}. \quad (28)$$

De (27) se encuentra que:

□@□

$$e_y = \begin{bmatrix} \frac{E - \bar{v}_1}{L_1} & \frac{\beta_1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\beta_2}{C_1} & -\frac{(\bar{v}_2 - \bar{v}_1)}{L_2} & -\frac{\beta_2}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_1 e_1 \\ C_1 e_2 \\ L_2 e_3 \\ C_2 e_4 \end{bmatrix}, \quad (29)$$

es decir,

□@|@

$$e_y = \begin{bmatrix} e_{y1} \\ e_{y2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (E - \bar{v}_1)e_1 + \beta_1 e_2 \\ \beta_2 e_2 - (\bar{v}_2 - \bar{v}_1)e_3 - \beta_2 e_4 \end{bmatrix}. \quad (30)$$

De esta manera, un controlador lineal basado en las salidas pasivas del error, el cual se define como:

□@|@

$$e_{u_{av}} = -\Gamma e_y, \quad (31)$$

está dado por:

□@|@

$$e_{u_{av}} = \begin{bmatrix} e_{u_{av1}} \\ e_{u_{av2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma_1 [(E - \bar{v}_1)e_1 + \beta_1 e_2] \\ -\gamma_2 [\beta_2 e_2 - (\bar{v}_2 - \bar{v}_1)e_3 - \beta_2 e_4] \end{bmatrix}. \quad (32)$$

De lo anterior, un control promedio por retroalimentación lineal basado en la dinámica del error exacto de regulación es:

□@|@

$$u_{av} = \begin{bmatrix} u_{av1} \\ u_{av2} \end{bmatrix} = \left\{ \begin{array}{l} -\gamma_1 [(E - \bar{v}_1)e_1 + \beta_1 e_2] - \frac{\bar{v}_1}{E - \bar{v}_1} \\ -\gamma_2 [\beta_2 e_2 - (\bar{v}_2 - \bar{v}_1)e_3 - \beta_2 e_4] + \frac{\bar{v}_2}{\bar{v}_2 - \bar{v}_1} \end{array} \right\}. \quad (33)$$

5. Resultados de simulación Para realizar las simulaciones del sistema en lazo cerrado, se retomaron de [1] los siguientes valores para los parámetros del convertidor:

□@|@

$$L_1 = 20 \text{ mH}, \quad C_1 = 20 \text{ } \mu\text{F}, \quad L_2 = 20 \text{ mH}, \quad C_2 = 20 \text{ } \mu\text{F}, \quad R_1 = 30 \text{ } \Omega, \\ R_L = 30 \text{ } \Omega, \quad E = 15 \text{ V.}$$

Los valores nominales de las variables del sistema, así como de los controles, se definieron como sigue:

□@□

$$\bar{i}_1 = 3.75 \text{ A}, \quad \bar{i}_2 = -1.5 \text{ A}, \quad \bar{v}_1 = -22.5 \text{ V}, \quad \bar{v}_2 = 22.5 \text{ V}, \quad \bar{u}_{av1} = 0.6, \quad \bar{u}_{av2} = 0.5$$

por otra parte, las ganancias del control (33) se eligieron $k_1 = k_2 = 0.01$. Los resultados de simulación se presentan en la Figura 2, donde se observa que los estados del sistema y los controles, convergen a su punto de equilibrio.

□@□

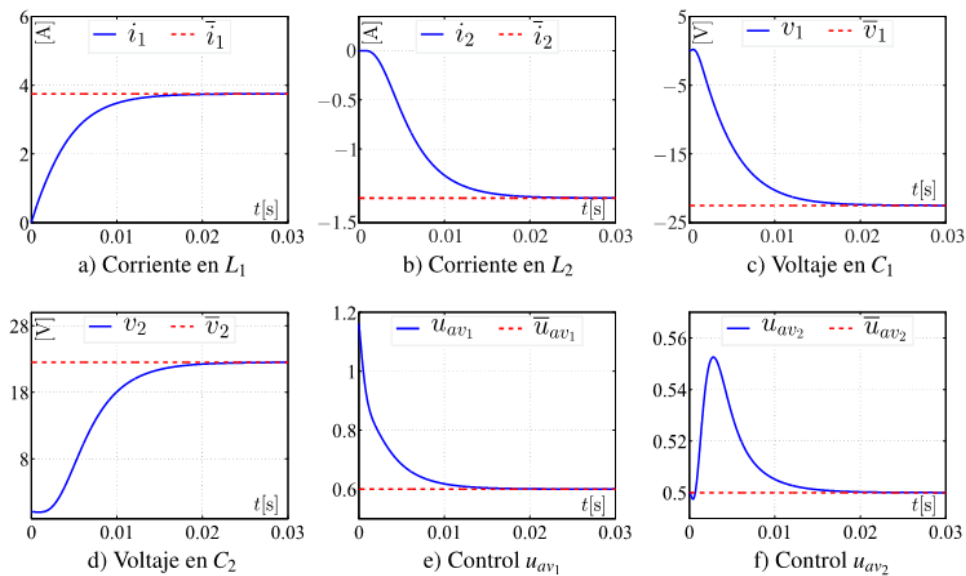


Figura 2. Resultados de simulación

6. Conclusiones

En este trabajo se presentó un control por ESEDPOD para resolver la tarea de regulación en un convertidor Buck-Boost doble. Se observó, en los resultados de simulación, que el control en lazo cerrado logra el objetivo de control. Esto es, las variables del sistema convergieron a sus respectivos valores nominales.

7. Referencia

[1] H. Sira-Ramírez y R. Silva-Ortigoza, Control Design Techniques in Power Electronics Devices. U.K.: Springer-Verlag, 2006.