

## ENERGY-BASED CONTROL OF A FLYBACK DC-DC CONVERTER FOR ELECTRIC VEHICLE APPLICATIONS

### CONTROL BASADO EN ENERGÍA DE UN CONVERTIDO DC-DC TIPO FLYBACK, PARA SU APLICACIÓN EN VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

BSc. Loraine Diaz Argote, PhD. Omar Pinzón

Universidad Pontificia Bolivariana

Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Piedecuesta, Santander, Colombia.

Tel.: 57-7-6796220, Ext. 20178 - 20547 - 20713 - 20474

E-mail: loradi92@hotmail.com, omar.pinzon@upb.edu.co

**Abstract:** In this paper the dynamic model of a Flyback converter is obtained. The switched model, averaged model, static model and small signal model are shown in detail. An energy-based control strategy is designed, in this case a passivity control is implemented and validated by comparing it with the stabilizing control strategy. As a result of this paper, the research shows that the control strategy depends on the point of operation, and the passivity-based control shows better performance than the stabilizing control at the point of operation studied. This converter could be used for electric vehicle applications due to its galvanic isolation capacity between the low voltage side and the high voltage side.

**Keywords:** Converter, Flyback, Energy, Euler Lagrange, Passivity.

**Resumen:** En este artículo se obtiene el modelo dinámico de un convertidor de tipo Flyback. Se muestran en detalle el modelo conmutado, modelo promediado, modelo estático y modelo de pequeña señal. Se diseña una estrategia de control basada en energía, en este caso un control por pasividad y se valida comparándola con la estrategia de control estabilizante. Como resultado de este artículo, la investigación muestra que la estrategia de control depende del punto de operación, y el control basado en la pasividad muestra mejor desempeño que el control estabilizante en el punto de operación estudiado. Este convertidor podría utilizarse para aplicaciones de vehículos eléctricos debido a su capacidad de aislamiento galvánico entre el lado de baja tensión y el lado de alta tensión.

**Palabras clave:** Convertidor, Flyback, Energía, Euler Lagrange, Pasividad.

## 1. INTRODUCCIÓN

Los convertidores DC-DC son circuitos electrónicos que transforman una tensión continua de un nivel a otro, generalmente regulada en la salida (Hart, 2001). Otro de los mayores requerimientos demandados por la industria en el campo la conversión electrónica es la necesidad de aislamiento entre la fuente y la carga. Los convertidores con aislamiento galvánico independizan las dos etapas del circuito de tal

forma que no se transfiere portadores de cargas entre ellas, aislando las tierras y disminuyendo el riesgo eléctrico entre las mismas. Por lo contrario, en los convertidores sin aislamiento galvánico se comparte la tierra del circuito aumentando el riesgo potencial a los elementos del circuito y a los seres vivos (Pesce G, Blasco Giménez, Riedemann, Andrade Agüero, & Peña Guíñez, 2016).

Un ejemplo de un convertidor con aislamiento galvánico es el convertidor Flyback, el cual será objeto de estudio en esta investigación y para el cual se revisará cada uno de los modelos: estático, dinámico (conmutado y promediado) y de pequeña señal. Por otra parte, y aprovechando el hecho de que los convertidores electrónicos de potencia alcanzan su estado estacionario controlando la velocidad de disipación de energía, se pueden aplicar técnicas de control basada en energía para controlarlos. En este artículo se sigue como referencia una investigación que propone un controlador basado en energía (control por pasividad) para el convertidor buck-boost, y se replica este en el convertidor Flyback [3]. La estrategia de control seleccionada pretende explorar otra forma de controlar el convertidor Flyback dado que en la bibliografía es común encontrar estrategias de control como PI, control por PWM y control digital para el caso de este convertidor (Can Taneri, Genc, & Mamizadeh, 2019), (Xu, Xou, Wang, Qian, & Sun, 2018), (Patil & Mulla, 2017) y (Adel & Amit, 2019).

## 2. MODELO DINÁMICO Y ESTÁTICO DEL CONVERTIDOR FLYBACK

En la *Fig 1* se muestra el esquema de un convertidor Flyback, el cual se fundamenta en controlar, en dos estados, el flujo de almacenamiento y liberación de energía contenidos en la bobina  $L$ . Al cerrar el interruptor  $Q_1$  la fuente de tensión  $V_g$  inyecta energía a la bobina  $L$ ; en el siguiente estado el interruptor  $D_1$  se cierra entregando la energía almacenada en  $L$  a la carga mediante un transformador elevador de relación de transformación  $1:n$

Conforme al comportamiento de la corriente en el inductor, el convertidor Flyback cuenta con dos posibles modos de operación: el modo de conducción continua (CCM de sus siglas en inglés) que se define cuando la corriente en la inductancia no cruza por cero y el modo de conducción discontinua (DCM de sus siglas en inglés) donde la bobina libera la energía antes de finalizar el periodo de conmutación anulando la corriente parte del periodo de conmutación. En este trabajo se desarrollará el modo de conducción continua (CCM) (Hart, 2001) y (Erickson, 2004).

*Fig 1. Convertidor Flyback. (Erickson, 2004).*

En general, para determinar el modelo dinámico del convertidor se describen las ecuaciones de Kirchhoff para cada uno de estados de conmutación determinados por los interruptores  $Q_1$  y  $D_1$ , los cuales relacionan la corriente y la

tensión en el inductor y en el condensador, respectivamente. Además, se asume que las señales en el tiempo presentan un rizado considerablemente menor que su valor medio (aproximación de pequeño rizado) por lo que podrían expresarse como  $\langle v_g(t) \rangle_{T_s}$  para la señal de entrada,  $\langle i_L(t) \rangle_{T_s}$  para la corriente en el inductor y  $\langle v_C(t) \rangle_{T_s}$  para el voltaje en el condensador. Finalmente, considerando la relación tensión-corriente tanto en la bobina como en el condensador el modelo conmutado del convertidor DC-DC tipo Flyback sería (Erickson, 2004):

$$\alpha = 1: \begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} \\ C \frac{dv_C}{dt} = -\frac{\langle v_C(t) \rangle_{T_s}}{R} \end{cases} \quad (1)$$

$$\alpha = 0: \begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -\frac{\langle v_C(t) \rangle_{T_s}}{n} \\ C \frac{dv_C}{dt} = \frac{\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{n} - \frac{\langle v_C(t) \rangle_{T_s}}{R} \end{cases}$$

Donde se le asigna un estado  $\alpha = 1$  cuando el interruptor  $Q_1$  está cerrado y  $\alpha = 0$  cuando el interruptor  $Q_1$  está abierto.

Asumiendo que las variables del circuito son constantes en el periodo de muestreo  $T_s$  se puede modelar la entrada conmutada  $u$  como el valor promedio medido en un periodo de conmutación. De la ecuación (1) se pueden determinar la dinámica del convertidor Flyback tal como se muestra en la ecuación (2) durante un periodo de conmutación, siendo  $d(t)$  el ciclo útil (Erickson, 2004).

$$\begin{aligned} L \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} &= d(t) \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - (1-d(t)) \frac{\langle v_C(t) \rangle_{T_s}}{n} \\ C \frac{d\langle v_C(t) \rangle_{T_s}}{dt} &= (1-d(t)) \frac{\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{n} - \frac{\langle v_C(t) \rangle_{T_s}}{R} \end{aligned} \quad (2)$$

A la ecuación (2) se define como un *modelo promediado del convertidor DC-DC tipo Flyback* y corresponde a un conjunto de ecuaciones diferenciales no lineales, considerando  $d(t)$  y  $v_g(t)$  como entradas y  $i_L(t)$  y  $v_C(t)$  como salidas en un sistemas de estados.

Dado que el modelo del convertidor Flyback es no lineal se puede linealizar mediante un modelo de pequeña señal, para ello se asume que la tensión de entrada del convertidor  $v_g(t)$ , el ciclo útil  $d(t)$  y las variables de estado se pueden expresar como valores estáticos o de equilibrio más un componente de variación pequeña de corriente alterna.

$$\begin{aligned} \left( \frac{dI_L}{dt} + \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \right) &\approx \left( DV_g - D' \frac{V_C}{n} \right) + \left( D\hat{v}_g(t) - \frac{D'}{n} \hat{v}_C(t) + \left( V_g + \frac{V_C}{n} \right) \hat{d}(t) \right) + \left( \hat{d}(t) \hat{v}_g(t) + \hat{d}(t) \frac{\hat{v}_C(t)}{n} \right) \\ C \left( \frac{dV_C}{dt} + \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} \right) &= \left( D' \frac{I_L}{n} - \frac{V_C}{R} \right) + \left( D' \frac{\hat{i}_L(t)}{n} - \frac{\hat{v}_C(t)}{R} - \frac{I_L}{n} \hat{d}(t) \right) + \left( \hat{d}(t) \frac{\hat{i}_L(t)}{n} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

$$I_g + \hat{i}_g(t) = (DI_L) + (D\hat{i}_L(t) + I_L \hat{d}(t)) + \hat{d}(t) \hat{i}_L(t)$$

$$\begin{aligned} \text{Entradas} \quad \langle v_g(t) \rangle_{T_S} &= V_g + \hat{v}_g(t) \quad (3) \\ d(t) &= D + \hat{d}(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Variables de} \quad \langle i_L(t) \rangle_{T_S} &= I_L + \hat{i}_L(t) \quad (4) \\ \text{interés en el} \quad \langle v_C(t) \rangle_{T_S} &= V_C + \hat{v}_C(t) \\ \text{sistema.} \quad \langle i_g(t) \rangle_{T_S} &= I_g + \hat{i}_g(t) \end{aligned}$$

A Sustituyendo (3) y (4) en la ecuación (2) se obtiene lo indicado en la ecuación (5) de donde se encuentra, al comparar ambos lados de la ecuación y de agrupar todos terminaos semejantes, lo siguiente (Erickson, 2004):

A) *Termino DC*: Las ecuaciones obtenidas son conocidas como modelo estático del convertidor.

$$\begin{aligned} 0 &= DV_g - D' \frac{V_C}{n} \\ 0 &= D' \frac{I_L}{n} - \frac{V_C}{R} \\ I_g &= DI_L \end{aligned} \quad (6)$$

B) *Términos de AC de primer orden*: Estos términos son funciones lineales de las pequeñas variaciones de AC. Las ecuaciones obtenidas son conocidas como modelo de pequeña señal del convertidor, y podrían expresarse en forma matricial como (Al-Sheikh, Bennouna, Hoblos, & Moubayed, 2014)

$$\dot{\tilde{x}} = A \cdot \tilde{x} + B \cdot \tilde{d}$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D'}{nL} \\ \frac{D'}{nC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \left( V_g + \frac{V_C}{n} \right) & \frac{D}{L} \\ -\frac{I_L}{nC} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}(t) \\ \hat{v}_g(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

C) *Los términos AC de segundo orden*: corresponden a productos entre señales AC, por lo tanto, son términos no lineales. Considerando que las amplitudes de las señales son considerablemente mayores que la amplitud de sus pequeñas variaciones se

puede asumir que los términos AC de segundo orden son despreciables.

### 3. SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR FLYBACK

Considere el caso de diseño de un convertidor Flyback que cumple con los parámetros indicados en la Tabla 1

*Tabla 1: Requerimientos de diseño del convertidor Flyback*  
(Geevarghese & Shefin, 2016), (Fonkwe Fongang, Weidong, & Vinod, 2014)

Descripción	Valor
Fuente de voltaje $V_g$	<b>24 V</b>
Voltaje del bus de DC de baja tensión $V_C$	<b>5 V</b>
Potencia $P$	<b>5 W</b>
Corriente en el bus DC	<b>1 A</b>
Frecuencia de conmutación	<b>40 kHz</b>
Rizado en el voltaje del bus DC de baja tensión $\Delta V_C$	<b>1% pico a pico</b>
Rizado en la corriente del inductor $\Delta I_L$	<b>± 10%</b>
Modo de conducción	<b>Continuo</b>

De la ecuación (6) se puede calcular que el ciclo útil  $D = 0,38$ , asumiendo una relación de transformación de  $n = 1/3$ . En este caso, el condensador y la inductancia se calculan a continuación en (8) y (9) (Xu, Xou, Wang, Qian, & Sun, 2018)

$$C = \frac{VD}{Rf\Delta V} = 192,3 \mu F \quad (8)$$

$$L = \frac{V_g DT}{2\Delta i} = 2,13 mH \quad (9)$$

Nótese que la inductancia de magnetización  $L$  debe superar el valor dado en la ecuación (10) para garantiza un modo conducción continuo. (Hart, 2001)

$$\begin{aligned} L_{min} &\geq \frac{(1-D)^2 R}{2f} \left( \frac{1}{n} \right)^2 \\ L_{min} &\geq 213 \mu H \end{aligned} \quad (10)$$

Por último, si se asume una carga resistiva, conforme los parámetros de diseño, el valor de esta sería  $5\ \Omega$ .

En la Fig 2 Fig 2 se observa que el convertidor Flyback consigue un rizado pico de corriente aproximado de 9.3 % para una carga resistiva  $5\ \Omega$  cumpliendo con los criterios de diseño.

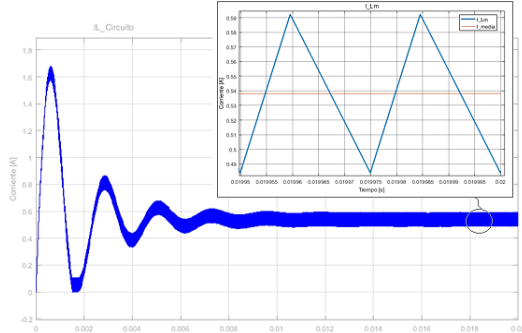


Fig 2. Dinámica de la corriente en el inductor en lazo abierto.

#### 4. CONTROL BASADO EN ENERGÍA DEL CONVERTIDOR FLYBACK

Según se mencionó anteriormente las estrategias de control basadas en energía se aprovecha el hecho de que los convertidores electrónicos de potencia alcanzan su estado estacionario, controlando la velocidad en la que disipan su energía (Bacha, 2014). Por lo tanto, el concepto de intercambio energético en los convertidores es fundamental para el diseño de una estrategia de control. En este trabajo se revisa su implementación mediante el control basado en pasividad para un convertidor Flyback.

##### A. Control basado en pasividad

En la implementación de esta estrategia se requiere definir una función de energía que resulte adecuada para formular ley de control (Lopez Garcia, Espinosa Perez, & Cardenas, 2013). Para ello, es usual ajustar el sistema a una función preestablecida de almacenamiento de energía. En los convertidores electrónicos de potencia la función de energía se obtiene con el formalismo de Euler-Lagrange (Bacha, 2014).

$$H \cdot \dot{x} + F(d) \cdot x + K(d) \cdot x = G(d, E) \quad (11)$$

Donde:

- $x$  es un vector de estado  $r$  —dimensional.
- $d$  es un vector de entrada  $m$  —dimensional.
- $E$  es un vector de acciones exógenas aplicado al sistema (fuentes de voltaje, corriente).

- $G(d, E)$  modela la forma en que se aplican estas acciones (por ejemplo, la energía de entrada).
- $H$  es una matriz definida positiva que relaciona la energía almacenada en los diferentes elementos del sistema.
- $F(d)$  matriz que relaciona la energía "interna" del sistema.
- $K(d)$  es una matriz semidefinida positiva que proporciona información sobre la tasa de disipación de energía del sistema.

Las anteriores matrices corresponden a una representación general para los sistemas que intercambian energía con su entorno, donde una parte se almacena y otra parte se disipa, tal como se representa en la Fig 3.

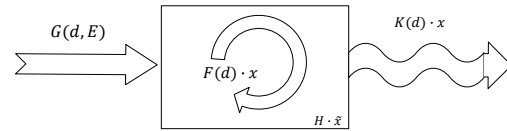


Fig 3. Intercambio de energía en los sistemas dinámicos. (Erickson, 2004).

Luego de analizar la dinámica de la corriente y la tensión del convertidor Flyback, se obtiene que las matrices de intercambio de energía pueden expresarse como (Bacha, 2014) (Bingyuan & Hui, 2012) (Alcorta Garcia & Rodriguez Alfaro, 2015).

$$H = \begin{bmatrix} H_C & 0 \\ 0 & H_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}$$

$$F(d) = \begin{bmatrix} F_C(d_c) & F_{CF}(d_c) \\ F_{FC}(d_c) & F_F(d_c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1-d}{n} \\ -\frac{1-d}{n} & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$K(d) = \begin{bmatrix} K_C & 0 \\ 0 & K_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix}$$

Para el diseño del controlador se sustituye la variable de estado  $x$  en la ecuación (11) por  $x = \tilde{x} + x_d$  lo cual descompone la señal en una componente de la señal en equilibrio  $x_d$  y una componente de pequeña variación  $\tilde{x}$  obteniendo:

$$H \cdot \dot{\tilde{x}} + F(d) \cdot \tilde{x} + K(d) \cdot \tilde{x} = G(d, E, I) - \{H \cdot \dot{x}_d + F(d) \cdot x_d + K(d) \cdot x_d\} \quad (13)$$

Se asumirá que existe una entrada de control  $d_c$  tal que el lado derecho de la expresión (13) sea cero; de lo anterior se deduce que para controlar el sistema será necesario ampliar los elementos de la matriz de disipación  $K(d)$  para incrementar la velocidad con la que la energía sale del sistema. Lo anterior se logra introduciendo un término  $\mathbf{K}$  que se define como una matriz diagonal, donde  $r$  es el orden del sistema:

$$\mathbf{K}_j = \text{diag}(k_1, \dots, k_r), \quad \text{con } k_j > 0 \quad (14)$$

En consecuencia el sistema con el término adicional se puede expresar como:

$$G(d_C, E, I) - \{H \cdot \dot{x}_d + F(d_C) \cdot x_d + K(d_C) \cdot x_d\} + \mathbf{K}_I \tilde{x} = 0 \quad (15)$$

Para que el sistema sea completamente controlable se requiere que el tamaño del vector de entrada del sistema de control coincida con el vector de estado (Bacha, 2014). En un convertidor Flyback esto no se cumple, sin embargo, al considerar que los convertidores de potencia son sistemas con modos libres y modos controlados se puede segmentar el sistema de orden  $r$  en  $x = [x_C \ x_F]$  donde  $x_C$  contiene los estados "controlados" (representados con subíndice C) y  $x_F$  contiene los estados "libres" (representados con subíndice F) (Maldonado del Toro, Silva Ortigoza, Ramos Silvestre, Hernández Guzmán, & Rivera Díaz, 2011). Adicionalmente, como el convertidor Flyback cuenta con capacidades tipo Boost y presenta un comportamiento de fase no mínima entre la entrada de control  $d$  y la tensión de salida  $v_L$  se puede proponer un control indirecto, es decir, regular la corriente del inductor  $i_L$  al valor de referencia  $i_L^*$  para una tensión de salida impuesta  $v_L^*$ . Conforme a lo anterior se asume que la tensión es una variable libre y la corriente una variable controlada. Lo anterior se puede describir como (Bacha, 2014):

$$G_C(u_C, E, I) - \{H_C \cdot \dot{x}_{dC} + F_C(u_C) \cdot x_{dC} + K_C(u_C) \cdot x_{dC} + F_{CF}(u_C) \cdot x_{dF}\} + \mathbf{K}_I \tilde{x}_C = 0 \quad (16)$$

$$G_F(u_C, E, I) - \{H_F \cdot \dot{x}_{dF} + F_F(u_C) \cdot x_{dF} + K_F(u_C) \cdot x_{dF} + F_{FC}(u_C) \cdot x_{dC}\} + \mathbf{K}_I \tilde{x}_F = 0$$

Asumiendo  $\dot{x}_{dC} = 0$  en estado estacionario, que  $x_{dC}$  es una nueva entrada del sistema dinámico que permite calcular la acción de control  $d_C$  y  $x_{dF}$ , se obtiene:

$$d_C = \text{funcion}(x_{dC}, x_{dF}, E, I, K_I \tilde{x}_C) \quad (17)$$

$$\dot{x}_{dF} = H_F^{-1} \cdot [G_F(u_C, E, I) - F_F(u_C) x_{dF} - K_F(u_C) x_{dF} - F_{FC}(u_C) x_{dC} + K_I \tilde{x}_F] \quad (18)$$

Considerando las variables del convertidor Flyback se puede seguir fácilmente que para el

caso este el mando o señal de control  $d_C$  se puede calcular como en (17) obteniendo (Pinzon & Diaz, 2019):

$$d_C = D = \frac{v_{dC} - n \mathbf{K}_I \tilde{x}_C (i_L - i_L^*)}{v_{dC} + n v_g} \quad (19)$$

Por otro lado, la dinámica del valor deseado de la variable libre  $\dot{x}_{dF}$  en función del mando, en términos de las variables del convertidor Flyback, se puede calcular como (Pinzon & Diaz, 2019):

$$C v_{dC} = \left( \frac{1-d}{n} \right) i_L^* - \frac{1}{R} \cdot v_{dC} + \mathbf{K}_I \tilde{x}_F (v_C - v_{dC}) \quad (20)$$

En la Fig 4 se muestra los diagramas de bloques para la implementación del control basado en pasividad.

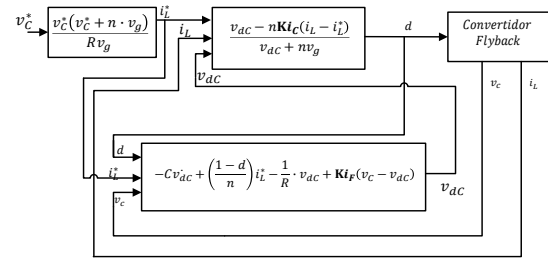


Fig 4 Esquema de simulación para el control basado en pasividad para el convertidor Flyback (Bacha, 2014).

Los matrices  $\mathbf{K}_I \tilde{x}_C$  y  $\mathbf{K}_I \tilde{x}_F$  se pueden calcular considerando que el inverso de  $f$  sea el límite inferior de la constante de tiempo de la variable controlada  $i_L$ , por lo que  $\tau_C \geq \frac{1}{f}$ . Por su parte la variable libre  $v_L$  debe ser más rápida que la variable controlada, es decir,  $\tau_C < \tau_F$ . Una buena sugerencia para ese valor es  $\tau_F \geq \frac{1}{(5f)}$ . Adicionalmente se sugiere calcular las constantes en función de la dinámica de la variable controlada en lazo cerrado y relacionarse con los elementos del circuito. Por lo tanto, en régimen permanente las constantes deben cumplir (Pinzon & Diaz, 2019):

$$K_{i_C} \leq nL \cdot f \quad \text{y} \quad K_{i_F} \leq 5 Cf - \frac{1}{R} \quad (21)$$

Para el convertidor Flyback estudiado los valores límites de las constantes sería  $K_{i_C} \leq 178.44 \Omega$  y  $K_{i_F} \leq 241.45 \Omega^{-1}$ .

## 5. ANALISIS DE RESULTADO

Una vez calculados los límites de las constantes de amortiguamiento se puede analizar la

estabilidad en lazo cerrado de un nuevo sistema con tres variables de estado:  $i$ ,  $v$  y  $v_{dc}$ . Sustituyendo el mando  $d_c$  como en (19) se obtiene un modelo no lineal. Al linealizar el modelo podría describirse de la forma  $\dot{\tilde{x}}_{SS} = A_{SS}\tilde{x}_{SS} + B_{SS} \cdot \tilde{u}^*$ , obteniendo para el caso del convertidor estudiado que las matrices mostrada en (22).

En la Fig 5 se muestra el diagrama de polos y ceros operando en modo Buck para un  $V_c^* = 5V$ , con  $Ki_F = 20 \Omega^{-1}$  y una variación de  $Ki_C = 1 \rightarrow 10 \Omega$ . En este caso se encuentran dos polos complejos conjugados corresponden a  $Ki_C = 9.02 \Omega$  y un polo real que se mantiene aproximadamente fijo para variación de la constante de amortiguamiento de  $Ki_C$ .

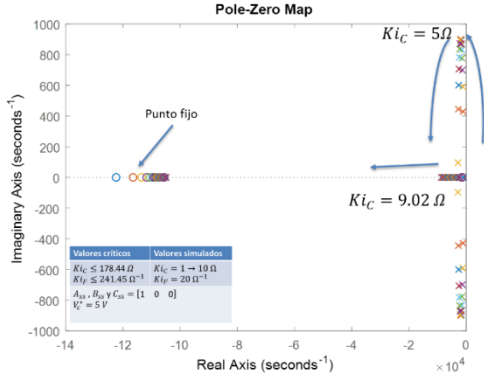


Fig 5 Diagrama de polos y ceros para el modelo de pequeña señal del convertidor Flyback en modo Buck con  $V_c^* = 5V$ ,  $Ki_F = 20 \Omega^{-1}$  y  $Ki_C = 1 \rightarrow 10 \Omega$ .

En la Fig 6 se muestra el diagrama de polos y ceros del convertidor en modo Buck para un  $V_c^* = 5V$ , pero esta vez para un valor fijo de  $Ki_C = 9.3 \Omega$  y una variación de  $Ki_C = Ki_F = 1 \rightarrow 120 \Omega^{-1}$ . Para este valor de  $Ki_C$  los tres polos son reales; dos polos que permanecen fijos y uno que se mueve alejándose del eje imaginario.

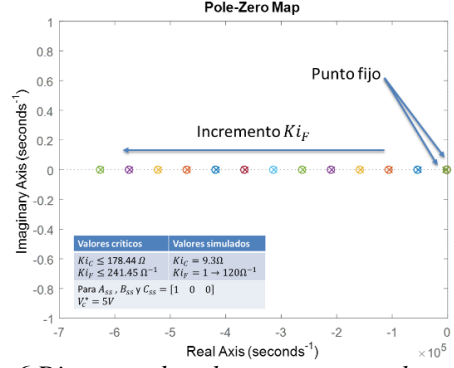


Fig 6 Diagrama de polos y ceros para el modelo de pequeña señal del convertidor Flyback en modo Buck con  $V_c^* = 5V$ ,  $Ki_C = 9.3 \Omega$  y  $Ki_F = 1 \rightarrow 120 \Omega^{-1}$ .

Se puede hacer otro análisis de robustez mediante la respuesta del sistema ante la variación de los parámetros  $R$  y  $v_g$ , y para ello se obtiene que esta estrategia de control no es robusta ante la variación de estos parámetros.

El comportamiento del controlador por pasividad diseñado se puede validar comparándolo con otra estrategia de control basada en energía, en este caso el control estabilizante. Esta estrategia también se fundamenta en el uso de funciones candidatas de Lyapunov, (Khalil, 2002) que para el caso de los convertidores electrónicos de potencia suele ser la función que describe la energía en el convertidor. La ley de control se obtiene asegurando que la función de energía sea siempre decreciente y para garantizar esto, se elige un valor escalar  $\lambda$  que asegura la negatividad de la función de energía y que controla la velocidad de convergencia de la misma. Evaluando  $\lambda$  por simulación numérica se obtiene el valor de las constantes  $K_e$  que determinan la ley de control para el esquema de control mostrado en la Fig 7 (Bacha, 2014). Mayor detalle de este diseño en (Pinzon & Diaz, 2019) (Nise, 2015).

$$A_{SS} = \begin{bmatrix} -\frac{Ki_C}{L} & -\frac{v_g}{L(v_L^* + nv_g)} & \frac{v_g}{L(v_{dc} + nv_g)} - \frac{Ki_C v_L^*}{RLv_g} \\ \frac{Ki_C v_L^*}{v_g RC} + \frac{v_g}{C(v_L^* + nv_g)} & -\frac{1}{RC} & -\frac{v_L^*}{RC(v_{dc} + nv_g)} \\ \frac{Ki_C v_L^*}{RCv_g} & \frac{Ki_F}{C} & -\frac{1}{C} \left( Ki_F + \frac{1}{R} \right) - \frac{v_L^*}{RC(v_{dc} + nv_g)} \end{bmatrix}, B_{SS} = \begin{bmatrix} \frac{Ki_C}{L} \\ -\frac{Ki_C v_L^*}{RCv_g} \\ -\frac{Ki_C v_L^*}{RCv_g} + \frac{v_g}{C(v_L^* + nv_g)} \end{bmatrix} \quad (22)$$



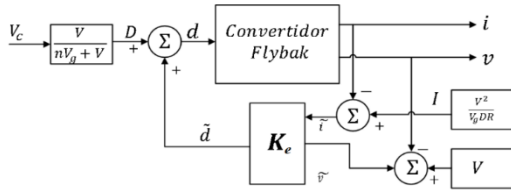


Fig 7 Esquema de simulación de control de estabilización para el convertidor Flyback (Bacha, 2014) (Pinzon & Diaz, 2019).

Para comparar el desempeño de las estrategias de control se considerarán los parámetros del convertidor mostrados en la Fig 1, con parámetros de controlador definidos como  $Ki_C = 10\Omega$  y  $Ki_F = 20\Omega^{-1}$  para el control por pasividad y  $\lambda = 0.027$  para el control estabilizante (Nise, 2015). Los indicadores de desempeño RMSE (root-mean-square error) y RMS (root-mean-square), se usaran como criterio de comparación (Chai & Draxler, 2014):

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=0}^n (e(i))^2} \quad (23)$$

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=0}^n (d(i))^2}$$

Donde:

$m$  es el número total de muestras

$e(i)$  es la señal de error

$d(i)$  Señal de control

Sometiendo el convertidor ante variaciones del punto de consigna de  $\pm 10\%$  de su valor nominal se obtiene el comportamiento del voltaje, la corriente y la señal de control mostrados en la Fig 8.

Para esta prueba los parámetros de desempeño muestran lo indicado en la *Tabla 2* según lo cual el convertidor basado en pasividad muestra un mejor desempeño a pesar de que los dos controladores logran estabilizar el sistema en el valor deseado.

*Tabla 2 Parámetros de desempeño para prueba de variación del punto de consigna.*

	Control Estabilizante	Control por Pasividad
<b>RMSE</b>	0.0326	0.0318
<b>RMS</b>	0.3876	0.3824

En este trabajo se obtiene el modelo conmutado, promediado, estático y de pequeña señal de un convertidor DC-DC tipo Flyback. Para este convertidor se desarrolla una técnica de control no lineal basada en energía mediante el uso del formalismo de Euler Lagrange, conocido como control por pasividad. Los parámetros del controladores calcular por simulación numérica logrando así los objetivos de control.

Al comprar el desempeño del control por pasividad con el control estabilizante se obtiene como resultado que el control por pasividad tiene mejor de desempeño dado que su RMSE y RMS son menores a los del control estabilizante.

## 5. REFERENCIAS

- Adel, A., & Amit, K. (2019). PI Controller Tuning & Stability study of the Flyback. *2019 IEEE Canadian Conference of Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, 4.
- Alcorta Garcia, E., & Rodriguez Alfaro, L. (2015). De la representación de sistemas Euler-Lagrange a la Hamiltoniana generalizada. *Nova scientia*, 7. Obtenido de [http://www.scielo.org.mx/scielo.php?script=sci\\_arttext&pid=S2007-07052015000200001](http://www.scielo.org.mx/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S2007-07052015000200001)
- Al-Sheikh, H., Bennouna, O., Hoblos, G., & Moubayed, N. (2014). Modeling, Design and Fault Analysis of Bidirectional DC-DC Converter for Hybrid Electric Vehicles. *IEEE Conference Publications*, 1689-1695.
- Bacha, S. (2014). *Power Electronic converters modeling and control with case studies*. Londres: Springer.

## 5. CONCLUSIONES

Bingyuan, W., & Hui, F. (2012). The Buck-Boost converter adopting passivity-based adaptive control strategy and its application. *2012 IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference - ECCE Asia, 7th*. Tianjin, China.

doi:10.1109/IPEMC.2012.6259124

Can Taneri, M., Genc, N., & Mamizadeh, A. (2019). Analyzing and Comparing of Variable and Constant Switching Frequency Flyback DC-DC Converter. *The 4th International Conference on*

*Power Electronics and their Applications (ICPEA)*, 4, 25-27.

Chai, T., & Draxler, R. (2014). Root mean square error (RMSE) or mean absolute error (MAE)? -. *Geoscientific model Develepment*, 7, 4. Obtenido de <https://www.geosci-model-dev.net/7/1247/2014/>

Erickson, R. (2004). *Fundamentals of power electronics*. New York: Kluwer academic publisher.

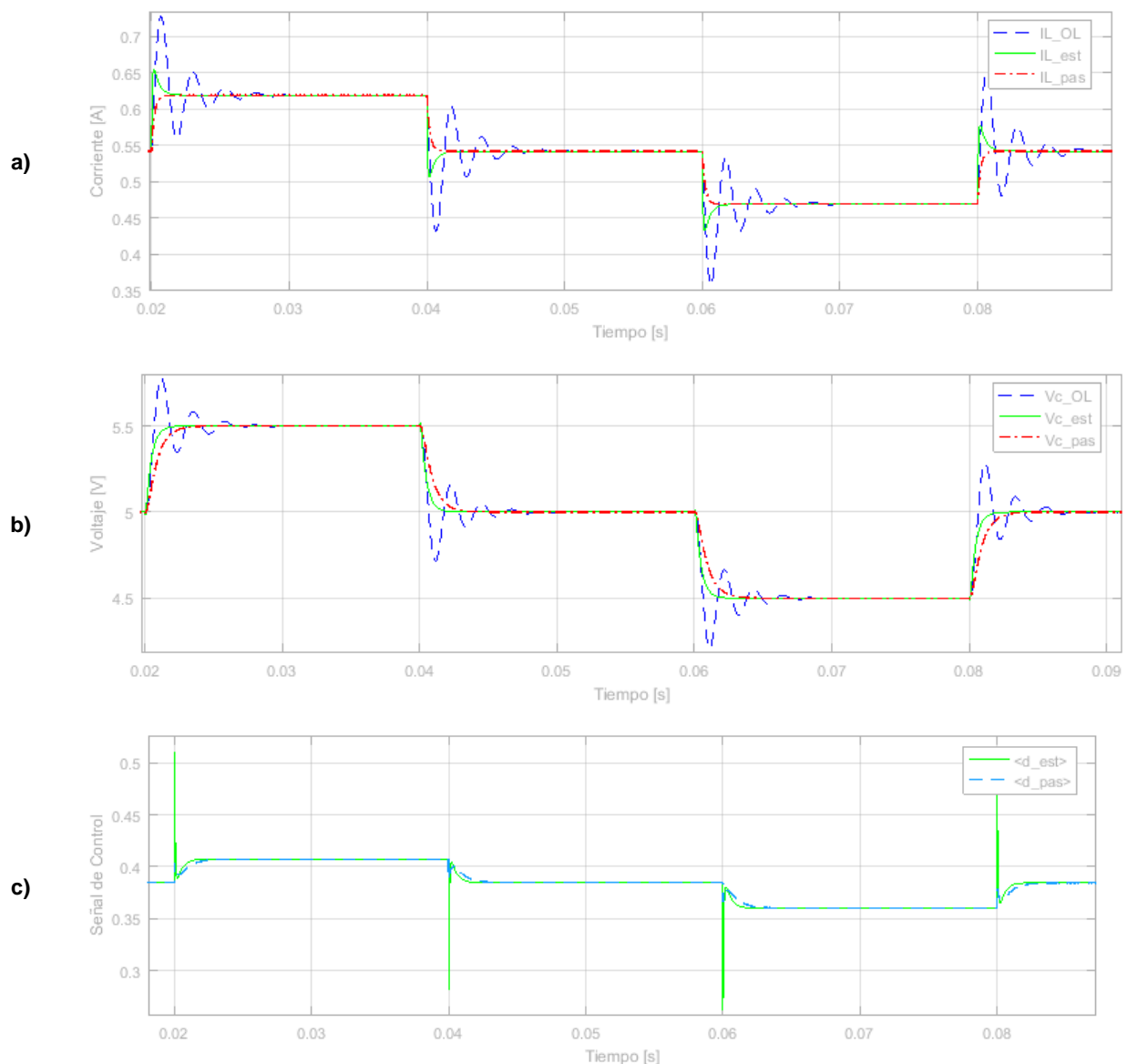


Fig 8 Comportamiento del sistema ante variaciones en la señal de entrada a) Comparación de corrientes en la bobina es Lazo abierto ( $i_{L\_OL}$ ), control por pasividad  $i_{L\_pas}$  y control estabilizante  $i_{L\_est}$  b) Comparación de voltaje en el condensador en Lazo abierto ( $v_{C\_OL}$ ), control por pasividad  $v_{C\_pas}$  y control estabilizante  $v_{C\_est}$  c) Señal de control para control por pasividad  $d_{pas}$  y control estabilizante  $d_{pas}$ .



- Fonkwe Fongang, E., Weidong, X., & Vinod, K. (2014). Dynamic Modeling and Control of Interleaved Flyback Module-Integrated Converter for PV Power Applications. *IEEE Journals & Magazines*. doi:10.1109/TIE.2013.2258309
- Geevarghese, M., & Shefin, M. (2016). Single or Multi Output High Efficiency. *International Journal of Advanced Research in Electrical*, 5, 10.
- Hart, D. W. (2001). *Electrónica de Potencia*. Madrid: Pearson.
- Khalil, H. (2002). *Nonlinear systems*. (T. Edition, Ed.) Michigan: Prentice Hall.
- Lopez Garcia, I., Espinosa Perez, G., & Cardenas, V. (2013). Control Basado en Pasividad para un Sistema de Generación. *Congreso Nacional de Control Automático 2013*, 16-18.
- Maldonado del Toro, H., Silva Ortigoza, R., Ramos Silvestre, E., Hernández Guzmán, V., & Rivera Díaz, J. (2011). Modelado y simulación de un robot rígido de dos grados de libertad. *Latin American Journal of Physics Education*, 5(1).
- Nise, N. (2015). *Control Systems Engineering*. Wiley. Obtenido de [http://lib1.org/\\_ads/D89FFD2789223FD1B3D1811615D1B3BA](http://lib1.org/_ads/D89FFD2789223FD1B3D1811615D1B3BA)
- Patil, S., & Mulla, A. (2017). Performance Analysis of Interleaved Flyback Inverter Topology for Single Phase High Power Application using MATLAB Simulink. *International Conference on circuits Power and COmputing Technologies (ICCPCT)*.
- Pesce G, C., Blasco Giménez, R., Riedemann, J., Andrade Agüero, I., & Peña Guíñez, R. (2016). A DC-DC Converter Based On Modified Flyback Converter Topology. *IEEE Latin America Transations*, 14(9).
- Pinzon, O., & Diaz, L. (2019). *Tesis Control basado en energia de convertidor DC-DC para su aplicacion en vehiculos electricos*. Bucaramanga, Colombia: Universidad pontificia Bolivariana.
- Xu, S., Xou, X., Wang, C., Qian, Q., & Sun, W. (2018). New digital control method for improving dynamic response of synchronous rectified flyback converter with CCM and DCM mode. *IEEE Applied Power electronic Conference and Exposition (APEC)*, 339-343.