

PASSIVITY-BASED CONTROL AND STABILIZING CONTROL OF A FLYBACK DC-DC CONVERTER

CONTROL BASADO EN PASIVIDAD Y CONTROL ESTABILIZANTE DE UN CONVERTIDO DC-DC TIPO FLYBACK

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 article obtain the dynamic model of a Flyback type converter, the switched model, the averaged model, the static model and the small signal model are specified in detail. Subsequently, two energy control strategies are designed to control it. The first strategy is the stabilizing control that is based on the candidate functions of Lyapunov; The second strategy is the control based on passivity that uses Euler Lagrange's formalism applied to electronic power converters. As a result of the investigation it is determined that the control strategies depend on the point of operation, and that the control based on passivity has a better performance than the stabilizing control for the case study.

Keywords: Converter, Flyback, Energy, Lyapunov, Stabilization, Euler Lagrange, Passivity.

Resumen: En este artículo se especifica en detalle el modelo dinámico, el modelo conmutado, el modelo promediado, el modelo estático y el modelo de pequeña señal de un convertidor tipo Flyback, Posteriormente, se diseñan dos estrategias de control basadas en energía para controlarlo. La primera estrategia es el control estabilizador que se basa en las funciones candidatas de Lyapunov; La segunda estrategia es el control basado en la pasividad que utiliza el formalismo de Euler Lagrange aplicado a convertidores electrónicos de potencia. Como resultado de la investigación se determina que las estrategias de control dependen del punto de operación, y que el control basado en pasividad tiene un mejor desempeño que el control estabilizador para el caso de estudio.

Palabras clave: Convertidor, Flyback, Energía, Lyapunov, Estabilización, 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).

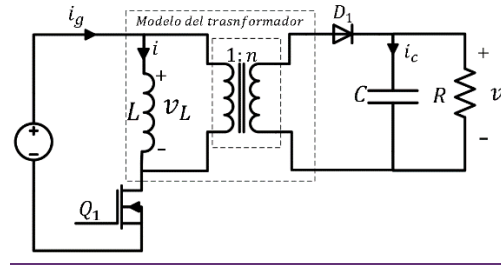


Fig 1. Convertidor Flyback. (Erickson, 2004).

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, $\langle i(t) \rangle_{T_s}$ para la corriente en el inductor y $\langle v(t) \rangle_{T_s}$ 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):

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

$$\alpha = 0: \begin{cases} L \frac{di}{dt} = -\frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{n} \\ C \frac{dv}{dt} = \frac{\langle i(t) \rangle_{T_s}}{n} - \frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \end{cases}$$

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).

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

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, siempre que se considere $d(t)$ 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.

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

$$\text{Variables de} \quad \begin{aligned} \langle i(t) \rangle_{Ts} &= I + \hat{i}(t) \\ \text{interés en el} \quad \langle v(t) \rangle_{Ts} &= V + \hat{v}(t) \\ \text{sistema.} \quad \langle i_g(t) \rangle_{Ts} &= I_g + \hat{i}_g(t) \end{aligned} \quad (4)$$

A Sustituyendo (3) y (4) en la ecuación (2) se obtiene lo indicado en la ecuación (6) de donde se encuentra, al comparar ambos lados de la ecuación y de agrupar todos términos semejantes, lo siguiente (Erickson, 2004):

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

$$\begin{aligned}
0 &= DV_g - D' \frac{V}{n} \\
0 &= D' \frac{I}{n} - \frac{V}{R} \\
I_g &= DI
\end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned}
\left(\frac{dI}{dt} + \frac{d\hat{i}(t)}{dt} \right) &\approx \left(DV_g - D' \frac{V}{n} \right) + \left(D\hat{v}_g(t) - \frac{D'}{n} \hat{v}(t) + \left(V_g + \frac{V}{n} \right) \hat{d}(t) \right) + \left(\hat{d}(t) \hat{v}_g(t) + \hat{d}(t) \frac{\hat{v}(t)}{n} \right) \\
C \left(\frac{dV}{dt} + \frac{d\hat{v}(t)}{dt} \right) &= \left(D' \frac{I}{n} - \frac{V}{R} \right) + \left(D' \frac{\hat{i}(t)}{n} - \frac{\hat{v}(t)}{R} - \frac{I}{n} \hat{d}(t) \right) + \left(\hat{d}(t) \frac{\hat{i}(t)}{n} \right)
\end{aligned} \quad (6)$$

$$I_g + \hat{i}_g(t) = (DI) + (D\hat{i}(t) + I\hat{d}(t)) + \hat{d}(t)\hat{i}(t)$$

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):

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

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

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	24 V
Voltaje del bus de DC de baja tensión V_c	5 V
Potencia P	5 W
Corriente en el bus DC	1 A
Frecuencia de conmutación	40 kHz
Rizado en el voltaje del bus DC de baja tensión ΔV_c	1% pp
Rizado en la corriente del inductor ΔI_L	$\pm 10\%$
Modo de conducción	Continuo

De la ecuación (5) 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)

$$L_{min} \geq \frac{(1-D)^2 R}{2f} \left(\frac{1}{n}\right)^2 \quad (10)$$

$$L_{min} \geq 213 \mu H$$

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

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

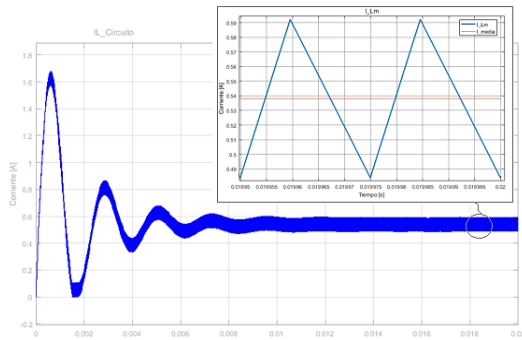


Fig 2. Dinámica de la corriente en el inductor en lazo abierto.

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 y el control estabilizante para el 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.

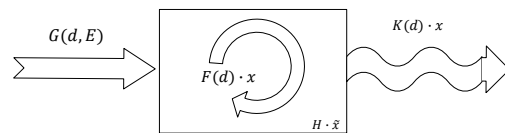


Fig 3. Intercambio de energía en los sistemas dinámicos. (Erickson, 2004).

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 (Pinzon & Diaz, 2019) (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:

$$H \cdot \dot{\tilde{x}} + F(d) \cdot \tilde{x} + K(d) \cdot \tilde{x} = \quad (13)$$

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

Se asumirá que existe una entrada de control d_c tal que el lado derecho de la expresión (11) sea cero; de lo anterior se deduce que para controlar el sistema será necesario ampliar los elementos de la matriz de disipatividad $K(d)$ 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 se puede proponer un control indirecto, es decir, regular la corriente del inductor i al valor de referencia i^* para una tensión de salida impuesta v^* . 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:

$$d_c = \text{funcion}(x_{dC}, x_{dF}, E, I, \mathbf{K}_i \tilde{x}_C) \quad (17)$$

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

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):

$$d_c = D = \frac{v_{dc} - n \mathbf{K}_i (i - i^*)}{v_{dc} + n v_g} \quad (19)$$

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):

$$C v_{dc} = \left(\frac{1-d}{n} \right) i_L^* - \frac{1}{R} \cdot v_{dc} + \mathbf{K}_i (v - v_{dc}) \quad (20)$$

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

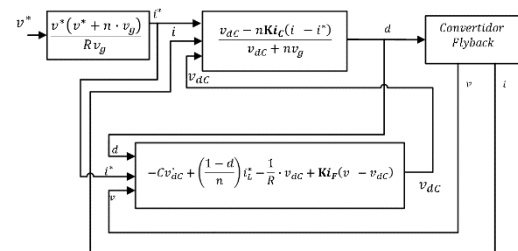


Fig 4 Esquema de simulación para el control basado en pasividad para el convertidor Flyback (Bacha, 2014).

$$A_{ss} = \begin{bmatrix} -\frac{Ki_C}{L} & -\frac{v_g}{L(v^* + nv_g)} & \frac{v_g}{L(v_{dc} + nv_g)} - \frac{Ki_C v^*}{RLv_g} \\ \frac{Ki_C v^*}{v_g RC} + \frac{v_g}{C(v^* + nv_g)} & -\frac{1}{RC} & -\frac{v^*}{RC(v_{dc} + nv_g)} \\ \frac{Ki_C v^*}{RCv_g} & \frac{Ki_F}{C} & -\frac{1}{C}\left(Ki_F + \frac{1}{R}\right) - \frac{v^*}{RC(v_{dc} + nv_g)} \end{bmatrix}, B_{ss} = \begin{bmatrix} \frac{Ki_C}{L} \\ -\frac{Ki_C v_L^*}{RCv_g} \\ -\frac{Ki_C v_L^*}{RCv_g} + \frac{v_g}{C(v_L^* + nv_g)} \end{bmatrix} \quad (21)$$

Los matrices Ki_C y Ki_F se pueden calcular considerando que el inverso de f sea el límite inferior de la constante de tiempo de la variable controlada i , 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):

$$Ki_C \leq nL \cdot f \quad \text{y} \quad Ki_F \leq 5Cf - \frac{1}{R} \quad (22)$$

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

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 $\dot{\tilde{x}}_{ss} = A_{ss}\tilde{x}_{ss} + B_{ss} \cdot \tilde{v}^*$, obteniendo para el caso del convertidor estudiado que las matrices mostradas en (21).

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 .

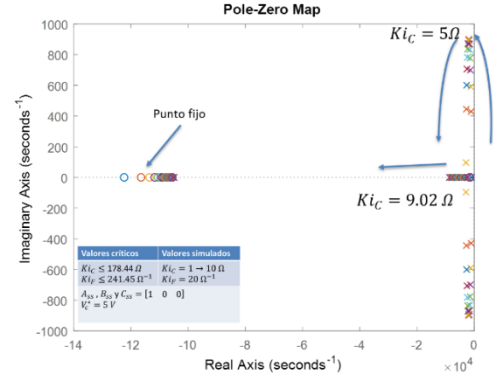


Fig 5 Diagrama de polos y ceros para el modelo de pequeña señal del convertidor Flyback en modo Buck con $V_C^* = 5V$, $Ki_F = 20 \Omega^{-1}$ y $Ki_C = 1 \rightarrow 10 \Omega$.

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 $Ki_F = 1 \rightarrow 120 \Omega^{-1}$. 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.

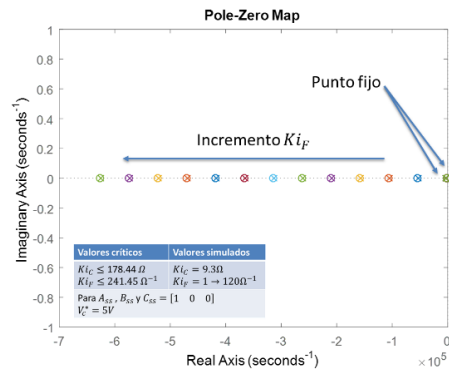


Fig 6 Diagrama de polos y ceros para el modelo de pequeña señal del convertidor Flyback en modo Buck con $V_C^* = 5V$, $Ki_C = 9.3 \Omega$ y $Ki_F = 1 \rightarrow 120 \Omega^{-1}$.

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.

B. Control estabilizante

Para implementar esta estrategia de control se debe proponer una función candidata de Lyapunov (Bacha, 2014) (Lopez Garcia, Espinosa Perez, & Cardenas, 2013). En el caso de los convertidores electrónicos esta función de energía podría ser de la forma mostrada a continuación

$$V(\tilde{x}) = \frac{1}{2} \cdot \tilde{x}^T \cdot Q \cdot \tilde{x} \quad (23)$$

Donde:

- Q Matriz definida positiva simétrica
- x Estado real
- x_d Punto de operación en estado estacionario
- \tilde{x} Pequeña variación, $\tilde{x} = x - x_d$

La función candidata de Lyapunov propuesta en (23), tiene la forma de la ecuación que describe la energía de un convertidor electrónico de potencia, y que resulta de la acumulación de energía en cada componente almacenador (Bacha, 2014):

$$V(\tilde{x}) = \frac{1}{2} \left(\sum_{j=1}^{nL} L_j \tilde{i}_{Lj}^2 + \sum_{k=1}^{nC} C_k \tilde{v}_{Ck}^2 \right) \quad (24)$$

Donde:

- L_j Inductancias de los n_L inductores
- C_k Capacitancias de los n_C condensadores
- \tilde{i}_{Lj} Variaciones de corriente en los inductores
- \tilde{v}_{Ck} Variación de voltajes en los condensadores

Teniendo en cuenta (21) y ((24) el vector de estados para el convertidor estudiado podrá considerarse como $x = [x_1 \ x_2]^T = [i \ v]^T$. A su vez la matriz Q podría expresarse como:

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \quad (25)$$

Para el diseño de control lineal, la señal de control d resulta de imponer $\frac{dV(\tilde{x})}{dt} < 0$, con lo que se garantiza que la función de energía de Lyapunov sea decreciente. Considerando el modelo de pequeña señal del convertidor en (5), remplazado en (21) y derivando se obtiene:

$$\frac{dV(\tilde{x})}{dt} = \frac{1}{2} \tilde{x}^T (A^T Q + Q A) \tilde{x} + \tilde{x}^T Q \cdot B \tilde{d} < 0 \quad (26)$$

Se puede demostrar que si ambos términos de la expresión (24) son negativos, se garantizará que $\frac{dV(\tilde{x})}{dt} < 0$, luego para el primer término se tiene que:

$$A^T Q + Q A = -P \quad (27)$$

Con P como una matriz simétrica y semidefinida positiva, elegida adecuadamente para asegurar que el primer término sea negativo. La señal de control se deduce del segundo término como:

$$\begin{aligned} \tilde{d} &= -\lambda \cdot B^T Q \cdot \tilde{x} \\ \tilde{d} &= K \cdot \tilde{x} \end{aligned} \quad (28)$$

Donde λ es un escalar positivo, elegido apropiadamente para asegurar la negatividad de la función $V(\tilde{x})$ derivada en el tiempo. Este parámetro determina la velocidad de convergencia.

Para elegir λ se analiza la excursión de los polos del sistema en lazo cerrado, es decir, los polos de la matriz $A + B \cdot K$. Este parámetro deber ser ajustado por simulación numérica considerando que la señal de control d debe estar restringida a valores comprendidos entre $[0,1]$.

Finalmente, el control estabilizador total se obtiene como:

$$d = D + \tilde{d} \quad (29)$$

El esquema de simulación del control de estabilización se obtiene como una retroalimentación no lineal de estados en el sistema de pequeñas variaciones, por lo que depende del punto de operación. El esquema de conexiones para implementarlo es el mostrado en la Fig 7 (Lopez Garcia, Espinosa Perez, & Cardenas, 2013) (Geevarghese & Shefin, 2016).

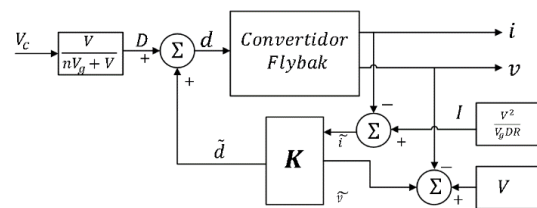


Fig 7. Esquema de simulación de control estabilizante. (Bacha, 2014).

En términos de las variables del convertidor en este caso de estudio, la señal de control puede calcularse como:

$$\begin{aligned} \tilde{d} &= -\lambda \cdot B^T Q \cdot \tilde{x} \\ \tilde{d} &= \left[-\frac{\lambda V_g}{(1-D)} \quad \frac{\lambda D V_g n}{(1-D)^2 R} \right] \tilde{x} \\ \tilde{d} &= [K_1 \ K_2] \tilde{x} \\ \tilde{d} &= K \tilde{x} \end{aligned} \quad (30)$$

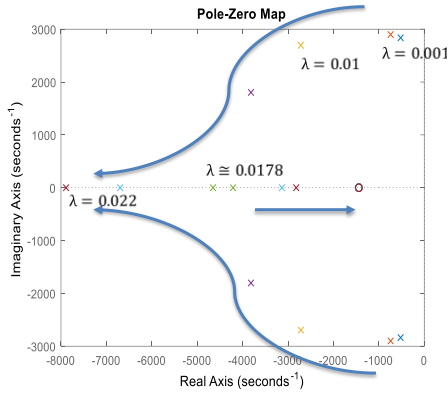


Fig 8 Excursión de los polos del convertidor Flyback con control estabilizante.

En la Fig 8 permite notar que λ cercanos a 0.0178 determinan el lugar de cambio de la naturaleza de los polos. Al disminuir λ los polos se convierten en complejos conjugados que tienen a alejarse el uno del otro, incluso, para valores muy pequeños, no podría garantizarse la estabilidad en lazo cerrado; mientras tanto, para valores grandes de λ uno de los polos podrían ser inestable, y adicionalmente podría saturarse la señal de control.

5. ANALISIS DE RESULTADO

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):

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=0}^n (e(i))^2} \quad (31)$$

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

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 9.

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
RMSE	0.0326	0.0318
RMS	0.3876	0.3824

5. CONCLUSIONES

En este trabajo se obtiene el modelo conmutado, promediado, estático y de pequeña señal de un convertidor DC-DC tipo Flyback.

Se desarrollaron dos técnicas de control no lineal, cuyos parámetros se ajustan por simulación numérica alcanzando los objetivos de control. Las técnicas de control basadas en energía estudiadas usan funciones de energía fundamentadas en los métodos de Lyapunov y el formalismo de Euler Lagrange para el diseño del controlador.

Para las técnicas de control implementadas se comprobó que los parámetros del controlador dependerán del punto de operación del sistema. De manera adicional, se demuestra que el control basado en pasividad tiene un mejor desempeño que el control estabilizante, debido a que su RMSE y su RMS son menores.

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
- 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.

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*

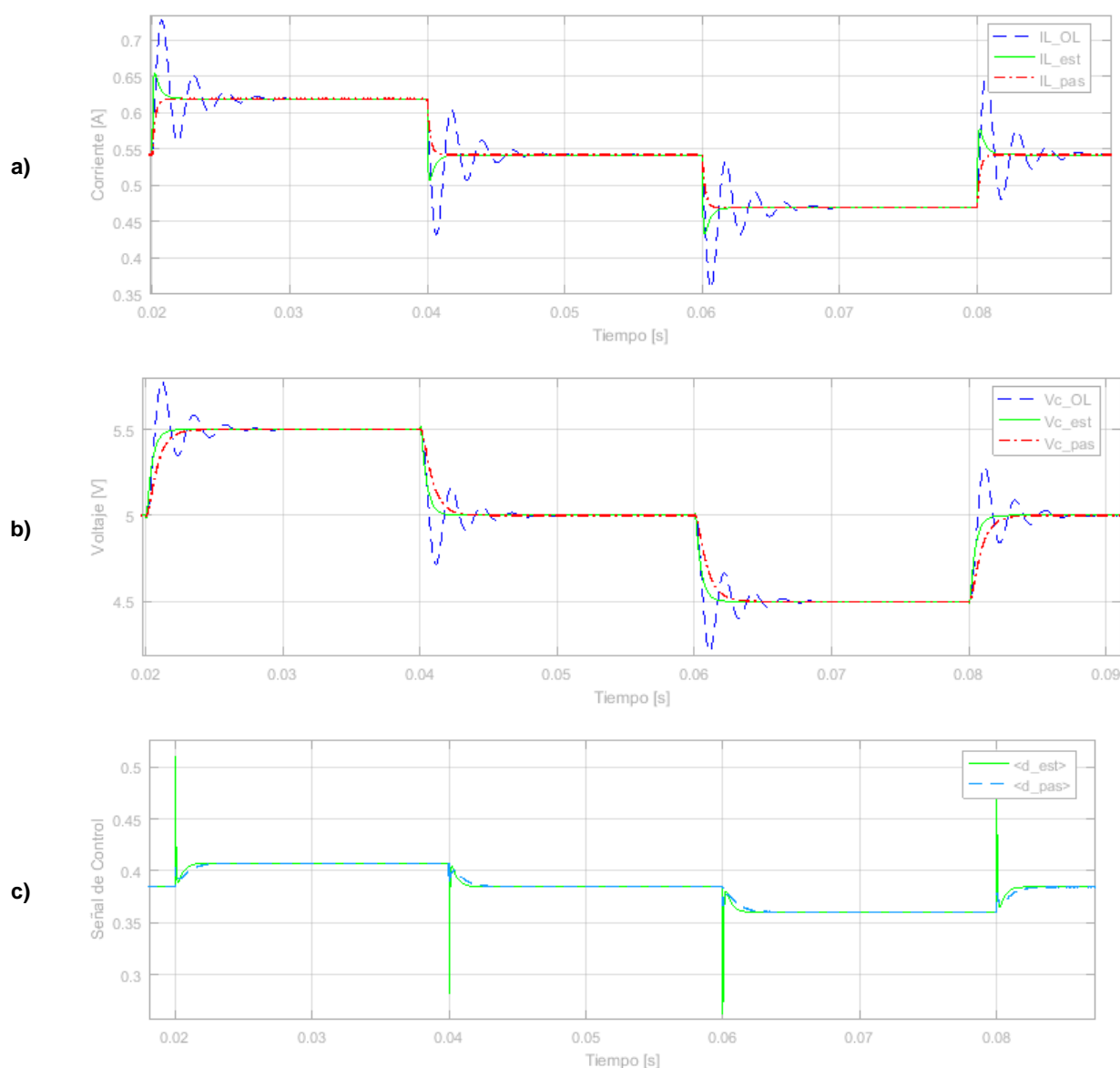


Fig 9 Comportamiento del sistema ante variaciones en la señal de entrada a) Comparación de corrientes en la bobina es Lazo abierto (i_{L_OL}), control por pasividad i_{L_pas} y control estabilizante i_{L_est} b) Comparación de voltaje en el condensador en Lazo abierto (v_{C_OL}), control por pasividad v_{C_pas} y control estabilizante v_{C_est} c) Señal de control para control por pasividad d_{pas} y control estabilizante d_{pas} .

- 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.
- 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
- 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.