

A Passivity-Based PI Control of Quasi-Resonant Buck Converter

Agustín Sánchez-Contreras*
Oscar Miguel Rodríguez-Benítez* Isaac Ortega-Velázquez*
Gerardo Espinosa-Pérez*

* Universidad Nacional Autónoma de México, Facultad de Ingeniería-UNAM 04510 Ciudad de México, México

Abstract: In order to guarantee the stability of quasi-resonant converters, the zero-current switching quasi-resonant buck topology is supplied with a PI passivity-based controller in this study. An adequate and full-order model with constant steady-state solutions is generated, via the interconnection of port-Hamiltonian systems based on the principal structure of the converter. The passivity-based approach is employed to complete the control design, and numerical validation results are provided to ensure performance estimations.

Keywords: Quasi-resonant converter, zero current switching, PI control, port-Hamiltonian.

1. INTRODUCCIÓN

Los convertidores PWM presentan pérdidas de potencia significativas cuando la frecuencia de conmutación (f_{sw}) es alta Tarzamni et al. (2023). En contraste, los convertidores quasi-resonantes Liu et al. (1987), se caracterizan por su uso en frecuencias altas (MHz), en las que mediante el uso de técnicas a corriente o voltaje cero (ZCS y ZVS), incrementan su potencia sin sacrificar su eficiencia Akhlaghi and Farzanehfard (2020).

Esta característica se logra agregando un tanque resonante en su interruptor, pero desde una perspectiva de control, debido a la dinámica del sistema, no se puede modelar utilizando técnicas estándar SSA (promedio de espacio de estado). En cambio, necesitan una técnica generalizada llamada GSSA (promedio de espacio de estados generalizado) Ayubirad and Yazdanpanah (2021).

El problema de utilizar la técnica GSSA, es la reducción de orden en el sistema, ocasionando que el ciclo de trabajo (D) se elimine del modelo, provocando que la señal cuadrada PWM del convertidor (α_1), considere constantes tanto su amplitud como D Bernet (2000); Hossain et al. (2018); Cervantes et al. (2003).

Debido a esto, existen trabajos que buscan otra perspectiva. Tal es el caso de Ayubirad et al. (2021) en donde se propone la regulación de voltaje en un convertidor buck quasi-resonante (CBQR) a partir de una relación entre D y el voltaje de salida del convertidor. Sin embargo, ni la determinación de D ni las pruebas dinámicas obtenidas son claras.

En contraste, el trabajo presentado en Sánchez-Contreras et al. (2022), muestra la regulación de voltaje en un

CBQR, proponiendo una relación lineal entre D y f_{sw} en α_1 , con respecto de la corriente de salida del convertidor (i_{out}). Esta relación se muestra en la Ec. (1).

$$D \approx i_{out} \left(\frac{L_r}{V_g} + \frac{Z_n}{\omega_r V_g} \right) f_{sw} \quad (1)$$

donde L_r es la inductancia resonante, V_g el voltaje de entrada, Z_n la impedancia característica y ω_r la frecuencia angular resonante en el CBQR presentado.

El trabajo presentado en Sánchez-Contreras et al. (2022), también considera un algoritmo de control PI libre de modelo, sin embargo, existen enfoques de modelado y control que parecen atractivos para sistemas quasi-resonantes, como lo es el control basado en pasividad de sistemas Hamiltonianos, pues permite proponer lazos de control basados en modelo que aprovechan las nociones de energía inherentes en el sistema.

En este sentido, la principal contribución de este documento es:

- Analizar el CBQR, como la interconexión de subsistemas Hamiltonianos.
- Desarrollar una aproximación continua de α_1 .
- Proponer un algoritmo de control basado en pasividad, que no reduzca el orden en el CBQR.

La estructura del documento se presenta de la siguiente forma: la Sección 2, describe parte de las principales consideraciones tomadas, pues detalla las etapas utilizadas así como la estimación matemática del esquema de control propuesto. La Sección 3, presenta la validación numérica y estrategia de control, para finalmente en la Sección 4, presentar las principales conclusiones.

2. CBQR E INTERCONEXIÓN DEL SISTEMA

El diagrama a bloques del sistema utilizado se presenta en la Fig. 1.

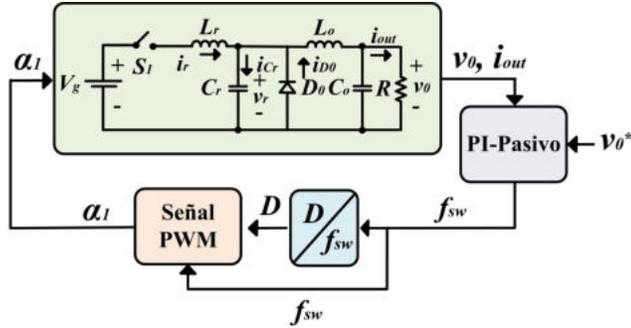


Fig. 1. Lazo de control del CBQR utilizando un PI-pasivo.

El diagrama de la Fig. 1, emplea un CBQR conformado por una fuente de voltaje continua a la entrada (V_g), un interruptor unidireccional (S_1), un tanque resonante (L_r , C_r), un diodo (D_0), un filtro de salida de segundo orden (L_o , C_o) y una carga resistiva (R) (la estructura de este convertidor se analiza en variables Hamiltonianas en la Sub-sección 2.1).

Para plantear un esquema de control en lazo cerrado de la Fig. 1, es necesario pensar los valores de voltaje o corriente (v_0 , i_{out}) a la salida del convertidor. Estos valores serán la entrada del controlador PI-pasivo que en conjunto con un valor deseado (v_0^*), ayudarán en la obtención de f_{sw} .

La salida de f_{sw} , será la entrada del bloque (D/f_{sw}), el cual analíticamente fue resuelto en Sánchez-Contreras et al. (2022) y cuya expresión matemática corresponde a la Ec. (1). Finalmente, la salida de este último bloque, determinará los valores de D y f_{sw} para α_1 (este bloque se determina mediante la aproximación de la señal cuadrada, utilizando la serie de Fourier compleja. Este análisis se muestra en la Sub-sección 2.2 del presente documento).

Para el análisis del diagrama en la Fig. 1, es necesario determinar el modelo de la topología conmutada sin reducción de orden y la aproximación de α_1 . Estos puntos se abordan a continuación.

2.1 Interconexión de sistemas Hamiltonianos del CBQR

Con el objetivo de considerar el orden completo en el modelo del CBQR, se propone el análisis del convertidor mediante su interpretación en variables Hamiltonianas. Para esto, se considera que el CBQR se puede descomponer en los siguientes sub-sistemas:

- **1.- Modelo del tanque resonante.** Cuando S_1 está encendido (on) y apagado (off) como se muestra en la Fig. 2.

Aplicando las leyes de voltajes y corrientes de Kirchhoff en la Fig. 2(a), se obtiene:

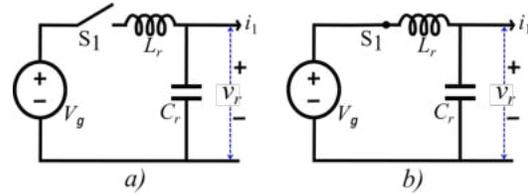


Fig. 2. Circuitos equivalentes del tanque resonante respecto al estado de S_1 : (a) off, (b) on.

$$\begin{aligned} L_r \dot{i}_r &= 0 \\ C_r \dot{v}_r &= -i_1 \end{aligned} \quad (2)$$

donde $-i_1$ es la corriente con el que el primer sub-sistema se interconecta, además, \dot{i}_r y \dot{v}_r representan la primera derivada de la corriente y el voltaje a través del tanque resonante.

Por otro lado, el modelo matemático del circuito equivalente de la Fig. 2(b) es:

$$\begin{aligned} L_r \dot{i}_r + v_r &= V_g \\ C_r \dot{v}_r - i_r &= -i_1 \end{aligned} \quad (3)$$

donde v_r , es el voltaje con el que el primer sub-sistema se interconecta al segundo. De este análisis es posible escribir las Ecs. (2) y (3) como:

$$\begin{aligned} L_r \dot{i}_r + \alpha_1 v_r &= \alpha_1 V_g \\ C_r \dot{v}_r - \alpha_1 i_r &= -i_1 \end{aligned} \quad (4)$$

donde α_1 es una señal discreta que sólo podrá tomar valores en el conjunto $\{0, 1\}$.

Por otro lado, si se define al flujo de corriente en L_r como $\lambda_r = L_r i_r$ y a la carga en C_r como $q_r = C_r v_r$, la Ec. 4 puede ser escrita en forma matricial como:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_r \\ \dot{q}_r \end{bmatrix}}_{\dot{x}_r} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\alpha_1 \\ \alpha_1 & 0 \end{bmatrix}}_{J_r(\alpha_1) \nabla H(x_r)} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_r} \lambda_r \\ \frac{1}{C_r} q_r \end{bmatrix}}_{x_r} + \underbrace{\begin{bmatrix} V_g \\ 0 \end{bmatrix}}_{G_{r_i}} \alpha_1 - \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{G_{r_o}} i_1 \quad (5)$$

exhibiendo su naturaleza Hamiltoniana si se considera como función de almacenamiento de energía a $H(x_r) = \frac{1}{2} x_r^T P_r x_r$ con:

$$P_r = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_r} \end{bmatrix}$$

Más aún, para este sistema es posible identificar las salidas:

$$\begin{aligned} y_{r_i} &= G_{r_i}^T \nabla H(x_r) \\ y_{r_o} &= G_{r_o}^T \nabla H(x_r) \end{aligned} \quad (6)$$

como las salidas pasivas respecto a las entradas α_1 e i_1 , respectivamente.

- **2.- Modelo del diodo D_0 .** El sub-sistema se muestra en la Fig. 3.

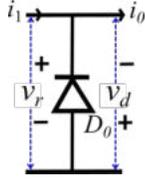


Fig. 3. Diodo como sub-sistema interconectado.

La Fig. 3 muestra el segundo sub-sistema en el CBQR, mismo que será interconectado al primero a partir de las magnitudes de v_r e i_1 y que a su vez, interconectará al tercer sub-sistema mediante i_0 y v_d . Sin embargo, con el fin de complementar los sub-sistemas uno y tres del CBQR, este elemento disipativo tiene que considerarse como un elemento de interconexión entre ambos sub-sistemas. Por lo tanto, para proponer un modelo como elemento de interconexión, es necesario considerar tanto su operación en polarización directa como en inversa. Para esto, el comportamiento del diodo se define en función del voltaje v_r . Así, para $v_r > 0$ se tiene que:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_d \\ i_1 \end{bmatrix}}_{y_d} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_{S_{d1}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_0 \\ v_r \end{bmatrix}}_{u_d} \quad (7)$$

mientras que para $v_r \leq 0$ se cumple:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_d \\ i_1 \end{bmatrix}}_{y_d} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{S_{d2}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_0 \\ v_r \end{bmatrix}}_{u_d} \quad (8)$$

De esta forma, el modelo como elemento de interconexión estará dado por:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\alpha_2 \\ \alpha_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ v_r \end{bmatrix} \quad (9)$$

donde α_2 es una señal que solo puede tener valores de 0 o 1 dependiendo del valor de v_r .

Es importante mencionar que para obtener la representación del diodo, la polaridad de v_d es inversa a la considerada en el modelo del filtro de salida, lo cual se considera para obtener el modelo completo del convertidor.

Observación: Notar que la entrada u_d se puede expresar en función de las salidas del sistema resonante y del filtro de salida del sistema, es decir:

$$u_d = \begin{bmatrix} y_{0i} \\ y_{r0} \end{bmatrix} \quad (10)$$

- **3.- Modelo del filtro de segundo orden y la carga.** El circuito equivalente del sub-sistema se muestra en la Fig. 4, cuyo modelo matemático está dado por:

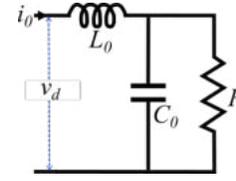


Fig. 4. Circuito equivalente del filtro de segundo orden y R .

$$\begin{aligned} L_0 \dot{i}_0 + v_0 &= v_d \\ C_0 \dot{v}_0 - i_0 &= i_l \end{aligned} \quad (11)$$

donde $i_l = \frac{1}{R}v_0$ representa la corriente que circula por R .

De la Ec. 11, es posible definir al flujo como $\lambda_0 = L_0 i_0$ y la carga como $q_0 = C_0 v_0$, para que en conjunto con el vector de estado, $x_0 = [\lambda_0 \ q_0]^T$, pueda representarse como un sistema Hamiltoniano de la siguiente forma:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_0 \\ \dot{q}_0 \end{bmatrix}}_{\dot{x}_0} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_{J_0 \nabla H(x_0)} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_0} \lambda_0 \\ \frac{1}{C_0} q_0 \end{bmatrix}}_{x_0} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{G_{0i}} v_d + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{G_{0o}} i_l \quad (12)$$

cuya función de almacenamiento de energía esté dada por $H(x_0) = \frac{1}{2}x_0^T P_0 x_0$, donde $P_0 = \text{Diag}[1/L_0, 1/C_0]$, y sus salidas pasivas, respecto a las entradas v_d e i_l , son:

$$\begin{aligned} y_{0i} &= G_{0i}^T \nabla H(x_0) \\ y_{0o} &= G_{0o}^T \nabla H(x_0) \end{aligned} \quad (13)$$

Observación: Es importante mencionar que R , es modelada como un elemento resistivo lineal con fines de simplicidad, pero como se muestra más adelante, esta suposición puede ser modificada para incluir cargas con estructuras más complejas (incluso no lineales) sin perder la estructura Hamiltoniana. Sin embargo, estas cargas deberán satisfacer propiedades de pasividad, para que el diseño del esquema de control presentado siga siendo válido en sus propiedades de estabilidad.

Del análisis presentado, el modelo completo del CBQR, se obtiene al interconectar las representaciones Hamiltonianas (5), (9) y (12). Para esto, se definen las componentes del vector de estados a $x_1 = \lambda_r$, $x_2 = q_r$, $x_3 = \lambda_0$ y $x_4 = q_0$, mientras que la función total de almacenamiento de energía se define como

$$H(x) = \frac{1}{2}x^T P x \quad (14)$$

donde $x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$ y

$$P = \begin{bmatrix} P_r & 0 \\ 0 & P_0 \end{bmatrix}$$

Del anterior análisis, el modelo completo del CBQR está dado por:

$$\dot{x} = J(\alpha_2) \nabla H(x) + G(x) \alpha_1 + \xi, \quad (15)$$

donde

$$J(\alpha_2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\alpha_2 & 0 \\ 0 & \alpha_2 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

mientras que $G(x) = J_1 \nabla H(x) + G_1$ con

$$J_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

y

$$G_1 = \begin{bmatrix} V_g \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \xi = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -i_l \end{bmatrix}$$

Del modelo presentado, es importante mencionar que a pesar de α_2 se presenta en la matriz de interconexión, no afecta las propiedades de estabilidad del sistema, mientras que α_1 aparece de manera lineal.

Una vez determinado el modelo del CBQR, a continuación, se realiza la aproximación de la señal α_1 con el objetivo de tener una señal continua que permita obtener una prueba de estabilidad en el convertidor seleccionado.

2.2 Aproximación de α_1 por su serie de Fourier compleja

Con el objetivo de realizar una prueba de estabilidad en el CBQR, es necesario que la señal α_1 sea continua. Para esto, es posible modelar a α_1 , como una función periódica cuadrada no simétrica, con valores discretos de encendido-apagado y no centrada en el origen (Ver Fig. 5).

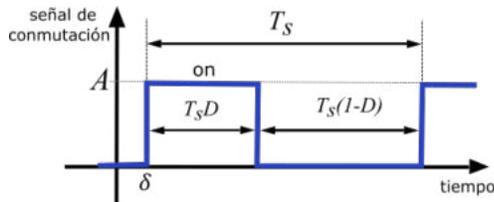


Fig. 5. Señal discreta de entrada.

La señal mostrada satisface la siguiente expresión:

$$\alpha_1(t) = \begin{cases} A & \text{si } \delta \leq t \leq \delta + T_s D \\ 0 & \text{si } \delta + T_s D < t < \delta + T_s \end{cases} \quad (16)$$

donde A es la amplitud, $\delta \geq 0$ es un retraso temporal de la señal y $T_s = 1/f_{sw}$ es el período de conmutación.

De esta forma, mediante la serie de Fourier compleja, α_1 se puede representar como:

$$\alpha_{aprox}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_s t} \quad (17)$$

con coeficientes

$$C_n = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} \alpha_1(t) e^{-jn\omega_s t} dt \quad (18)$$

y límites de integración de δ a $\delta + T_s$. Sustituyendo (16) en (18):

$$C_n = \frac{A}{2j\pi n} e^{-jn\omega_s \delta} (1 - e^{-jn\omega_s T_s D}) \quad (19)$$

Considerando que para esta aplicación $\delta = 0$, $A = 1$ y $\omega_s = \frac{2\pi}{T_s}$, entonces:

$$C_n = \frac{1}{2j\pi n} (1 - e^{-2j\pi n D}) \quad (20)$$

Finalmente, al sustituir la Ec. (20) en la Ec. (17), se observa que los términos de orden $-n$ corresponden al complejo conjugado de los términos de orden $+n$, por lo que aplicando la propiedad $a + \bar{a} = 2\text{Re}[a]$, la expansión se reduce a:

$$\alpha_{aprox}(t) = D + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \text{Re} [C_n e^{jn\omega_s t}] \quad (21)$$

donde D es el término de orden cero, el cual corresponde al ciclo de trabajo.

Observación: Los términos de orden mayor que cero en la expresión (21), representan los armónicos de la aproximación continua de la señal de entrada, donde entre mas armónicos se consideren mejor será la aproximación, permitiendo realizar un truncamiento, es decir elegir un orden n al cual fijar la expansión, de tal manera que la señal obtenida capture de manera adecuada las características de la señal de entrada (Ver Fig. 6).

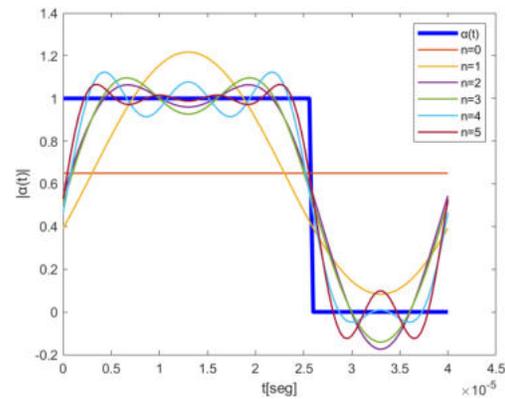


Fig. 6. Simulación en Matlab de la aproximación continua de una señal cuadrada asimétrica a través de la Ec. (21), $A = 1$, período $T_s = 0.4e - 4s$ y $D=0.65$.

Una vez mencionadas cada una de las partes que integran el sistema de la Fig. 1, es importante verificar numéricamente las estimaciones realizadas.

3. VERIFICACIÓN NUMÉRICA

3.1 Modelo continuo

Para obtener un modelo Hamiltoniano con entrada continua, es necesario aproximar la señal α_1 mediante la

Ec. (21), con el objetivo de garantizar las necesidades de operación en el CBQR. En este sentido, una parte importante para verificar las consideraciones hechas, será realizar una comparativa entre α_1 y α_{aprox} para determinar el correcto funcionamiento del convertidor.

El desarrollo de esta comparativa se realiza en simulación y presenta las siguientes consideraciones:

- Los parámetros de diseño del CBQR se recuperaron de Rameshkumar and Arumugam (2012).
- Tanto inductores como capacitores son ideales.
- S_1 , es implementado utilizando el modelo ideal considerando $R_{on} = .0001 \Omega$, $R_s = .00001 \Omega$ y $C_s = \infty$.
- D_0 , es implementado utilizando el modelo ideal considerando $V_f = 0.8V$, $R_{on} = .001 \Omega$, $L_{on} = 0 H$, $R_s = 500 \Omega$ y $C_s = 250 pF$.
- La aproximación de α_{aprox} fue determinada con un valor de $n = 5$.

De acuerdo a estas consideraciones, se obtienen los resultados de simulación que se muestran en la Fig. 7.

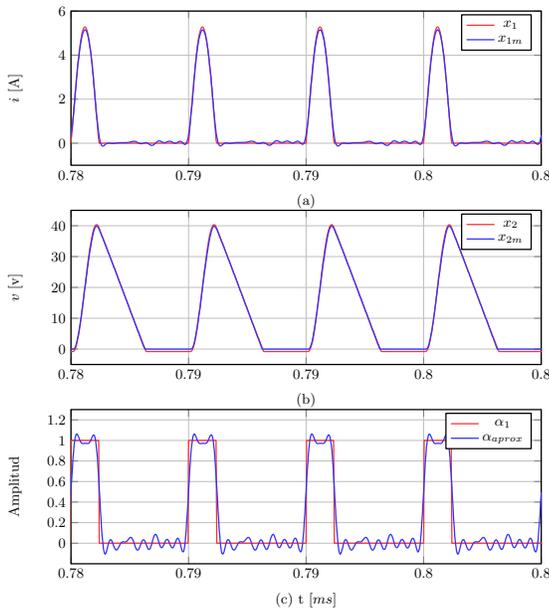


Fig. 7. Señales comparativas: (a) corriente i_r , (b) voltaje v_r y (c) señal PWM.

Los resultados de simulación presentados en la Fig. 7, representan las señales características ideales del CBQR (rojo), con respecto a la aproximación realizada (azul). De acuerdo a estos resultados, es posible verificar parte del funcionamiento del convertidor, pues se comparan las señales de corriente (x_1 , x_{1m}) y voltaje (x_2 , x_{2m}) a través del tanque resonante, con respecto de la señal PWM (α_1 , α_{aprox}).

Una vez determinado que la aproximación con $n = 5$ es suficiente para garantizar el funcionamiento adecuado del

CBQR, a continuación se presenta el diseño del control PI pasivo.

3.2 Control PI pasivo

La formulación del problema de control interno se puede establecer de la siguiente manera:

Dada una trayectoria deseada acotada x^* de (15):

$$\begin{aligned} \dot{x}^* &= J(\alpha_2)\nabla H(x^*) + G(x^*)\alpha_1(D^*, f_s^*) + \xi, \\ y_x^* &= G^\top(x^*)\nabla H(x^*) \end{aligned} \quad (22)$$

para alguna entrada de control acotada $\mu^* = f_s^*$ y alguna señal de salida medida, encontrar una ley de control $\mu = f(x, x^*, \mu^*)$, tal que:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x - x^* = 0 \quad (23)$$

garantizando regulación al punto de operación deseado del sistema (15).

La solución al problema de control planteado se presenta en la siguiente proposición.

PROPOSICIÓN. Considere el sistema Hamiltoniano (15). Suponga que:

- S.1.** La trayectoria de referencia x^* son funciones acotadas con derivada acotada.
- S.2.** Todos los parámetros del sistema son positivos y conocidos.

Bajo las condiciones anteriores la ley de control dada por:

$$\begin{aligned} \mu &= -K_p y + K_I \zeta + \mu^* \\ \dot{\zeta} &= -y \\ y &= G^\top(x^*) \tilde{x} \end{aligned} \quad (24)$$

con la variable de error $\tilde{x} = x - x^*$, u^* que satisface (22), y las ganancias $K_p, K_I > 0$, garantiza el objetivo de control.

Primero se obtiene la dinámica de error, despejando la trayectoria deseada:

$$x^* = x - \tilde{x} \quad (25)$$

Desarrollo: De la definición de la variable de error y definiendo $\tilde{\mu} = \mu - \mu^*$ se obtiene que:

$$\dot{\tilde{x}} = (J - R)\nabla H(\tilde{x}) + G_x(x^*)\tilde{\mu} \quad (26)$$

Por lo que el problema de regulación se convierte en un problema de estabilización de punto de equilibrio $\tilde{x} = 0$ para la dinámica del error de la Ec. (26) y para garantizarlo se evalúa la derivada temporal de la función de energía $H(\tilde{x}, \zeta) = H(x) + \frac{1}{2}\zeta^\top K_I \zeta$, a lo largo de las trayectorias del sistema obteniendo:

$$\dot{H}(\tilde{x}, \zeta) = \dot{H}(\tilde{x}) + \frac{1}{2}[\dot{\zeta}^\top K_I \zeta + \zeta^\top K_I \dot{\zeta}],$$

$$\text{donde } \dot{H}(\tilde{x}) \leq y^\top \tilde{\mu} \text{ y } \dot{\zeta} = -y \quad (27)$$

De esta expresión se obtiene:

$$\begin{aligned} \dot{H}(\tilde{x}, \zeta) &\leq y^\top \tilde{\mu} - y^\top K_I \zeta \\ \dot{H}(\tilde{x}, \zeta) &\leq y^\top (-K_p y + K_I \zeta) - y^\top K_I \zeta \\ \dot{H}(\tilde{x}, \zeta) &\leq -y^\top K_p y \leq -\lambda \min \{K_p\} |y|^2 \\ \dot{H}(\tilde{x}, \zeta) &\leq 0 \end{aligned} \quad (28)$$

Observación: El valor de f_s^* se propone con un valor alto (250 kHz) con el objetivo de reducir los elementos pasivos de la topología seleccionada y mejorar la densidad de energía en el tanque resonante.

Finalmente, aplicando el Lemma de Barbalat, se garantiza la regulación sobre el sistema de la Ec. (15). Esto se comprueba de acuerdo a los resultados de simulación obtenidos en la Fig. 8, pues es posible evaluar numéricamente al sistema Hamiltoniano, cuya entrada de control es continua y para diferentes valores de voltaje, garantizar regulación sobre el CBQR.

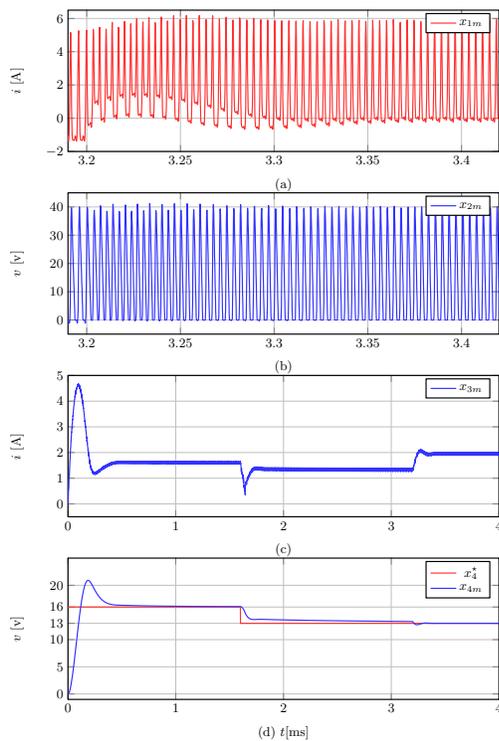


Fig. 8. Validación numérica del sistema Hamiltoniano con entrada continua.

4. CONCLUSIONES

La principal contribución de este documento, es presentar una metodología de control basada en modelo que no reduzca el orden del sistema para un CBQR. La principal característica de esto, es descomponer al convertidor CD-CD como un conjunto de sistemas Hamiltonianos que pueden ser interconectados entre sí. Este punto debe

contrastarse, pues desde el punto de vista clásico de modelado, el uso de la técnica GSSA elimina grados de libertad en el convertidor, lo que propicia el uso de lazos externos que ayudan en el rendimiento del mismo. Los cálculos detallados en el documento, se dan solo para el CBQR. Sin embargo, la metodología presentada es aplicable a otros convertidores de potencia.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue apoyado por DGAPA-UNAM bajo las subvención PAPIIT IN109622, así como al Programa de becas posdoctorales en la UNAM POSDOC, DGAPA-UNAM, Mexico.

REFERENCIAS

- Akhlaghi, B. and Farzanehfard, H. (2020). High step-up quasi-resonant converter with low number of components. In *2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, 1–6. IEEE.
- Ayubirad, M.A., Siavoshani, S.A., and Yazdanpanah, M.J. (2021). A robust passivity based control strategy for quasi-resonant converters. *IET Power Electronics*, 14(7), 1360–1370.
- Ayubirad, M.A. and Yazdanpanah, M.J. (2021). Analysis and robust passivity-based control of zero-voltage switching quasi-resonant cuk converter. *IET Power Electronics*, 14(8), 1409–1420.
- Bernet, S. (2000). Recent developments of high power converters for industry and traction applications. *IEEE transactions on power electronics*, 15(6), 1102–1117.
- Cervantes, I., García, D., and Noriega, D. (2003). Linear multiloop control of quasi-resonant converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(5), 1194–1201.
- Hossain, M., Rahim, N., et al. (2018). Recent progress and development on power dc-dc converter topology, control, design and applications: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81, 205–230.
- Liu, K.H., Oruganti, R., and Lee, F.C. (1987). Quasi-resonant converters-topologies and characteristics. *IEEE Transactions on Power electronics*, (1), 62–71.
- Rameshkumar, A. and Arumugam, S. (2012). Pi control of quasi-resonant buck converter. In *International Conference on Advances in Information Technology and Mobile Communication*, 477–485. Springer.
- Sánchez-Contreras, A., Rodríguez-Benitez, O.M., Ortega-Velázquez, I., and Espinosa-Pérez, G. (2022). A new implementation of pi controller for quasi-resonant converters. *Congreso Nacional de Control Automático (AMCA)*.
- Tarzamni, H., Gohari, H.S., Sabahi, M., and Kyyrä, J. (2023). Non-isolated high step-up dc-dc converters: Comparative review and metrics applicability. *IEEE Transactions on Power Electronics*.