

A new implementation of PI controller for quasi-resonant converters

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: The main contribution of this paper is to improve the operating range of quasi-resonant DC-DC converters by applying a PI controller, which considers the relationship between the duty cycle and switching frequency. Quasi-resonant converters use a soft switching method where the power devices switch at zero voltage or zero current, resulting in low switching loss and high power density. The evaluation of power stages in the topology to ensure soft switching is considered in the controller design. Simulation results illustrate the features of the proposed estimation.

Keywords: Quasi-resonant converter, zero current switching, PI controller, GSSA.

1. INTRODUCCIÓN

Los convertidores PWM (por sus siglas en inglés, pulse width modulation) son parte de las topologías más utilizadas en el área de la electrónica de potencia Bernet (2000). De los cuales, los convertidores *Buck*, *Boost*, *Buck – Boost* y *Cuk*, son los más habituales. Sin embargo, estos convertidores presentan formas de onda en el interruptor que exhiben pérdidas de conmutación y por tanto su rendimiento está muy limitado si la frecuencia de conmutación (f_{sw}) es muy alta Hossain et al. (2018).

Debido a lo anterior, los convertidores PWM están restringidos a sistemas que requieran de una frecuencia de conmutación baja (menor a 100 kHz), pues el incremento de ésta, afecta directamente a los componentes parásitos del sistema Blake and Bull (2001).

Durante años se ha dirigido un intenso esfuerzo de investigación hacia el desarrollo de convertidores de potencia tanto cuasi-resonantes como resonantes Outeiro et al. (2016), cuya principal característica es la de operar a frecuencias de conmutación más altas (MHz), aplicando técnicas de conmutación a corriente o voltaje cero (ZCS y ZVS), con el objetivo de tener un incremento en su eficiencia, permitiendo el uso de MOSFETs, diodos, disipadores, inductores, transformadores, capacitores y filtros más pequeños, ligeros y baratos, ayudando a su vez, a tener un convertidor de menor relación peso-tamaño y con mayor densidad de potencia, a diferencia de los PWM.

Una de las opciones que permite menores pérdidas dinámicas en los interruptores, un incremento en f_{sw} , mejores parámetros de peso y tamaño, y niveles más bajos de interferencia electromagnética (EMI), son los

convertidores cuasi-resonantes Lee (1988). Los cuales presentan una estructura menos compleja, no requieren el uso adicional de un tanque resonante y su resonancia solo ocurre en un intervalo corto de tiempo, a diferencia de los convertidores CD-CD resonantes.

El principio de estos convertidores se basa en añadir un circuito resonante a través de su interruptor principal, el cual dará forma a la corriente del interruptor para apagarlo a corriente o voltaje cero, reduciendo las pérdidas por conmutación y produciendo un incremento en su eficiencia incluso a altas frecuencias (hasta 10 MHz).

Sin embargo, los convertidores cuasi-resonantes presentan al menos dos dificultades desde el punto de vista del control Kazimierczuk and Czarkowski (2012); primero para que la conmutación suave se cumpla, es importante contar con un sensor de voltaje o corriente que anticipe el apagado del interruptor y segundo el tipo de modelado, pues debido al arreglo resonante, no es posible modelar la topología mediante la técnica de promediación estándar SSA (por sus siglas en inglés state space averaging), por lo que es necesario utilizar una técnica de promediación generalizada conocida como GSSA (por sus siglas en inglés generalized state space averaging).

El modelo GSSA, presenta mayor complejidad en su estimación y a diferencia de un convertidor PWM, no se tiene clara la relación directa entre el ciclo de trabajo (D) y f_{sw} , los cuales representan grados de libertad necesarios para variar la potencia de salida en el convertidor.

De acuerdo a la literatura consultada, hay muchos trabajos enfocados en atacar parte de la problemática mencionada pero desde un enfoque distinto, por ejemplo,

para la parte de control, en Bernet (2000) se detalla la dependencia de la relación de conversión de voltaje y la frecuencia de conmutación, en Hossain et al. (2018) se muestran varias características de control para convertidores cuasi-resonantes y en Cervantes et al. (2003) se resuelve parte del problema de regulación de voltaje en un convertidor con características ZVS.

Por otro lado, la literatura también muestra la dificultad de conseguir conmutaciones suaves en topologías cuasi-resonantes, especialmente en la estimación del tiempo de apagado en el interruptor. Para este problema, se ha implementado el uso de sensores externos de voltaje o corriente a través del arreglo resonante. Sin embargo, en muchos casos este censado suele presentar retrasos, provocando que el interruptor no conmute cuando son los cruces por cero.

De este breve resumen, los trabajos citados previamente no consideran la influencia de la red resonante en la relación entre el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación, los cuales son fundamentales para variar la potencia del sistema y garantizar conmutaciones suaves en la topología, por lo que la principal aportación de este trabajo, es la de presentar una relación D y f_{sw} mediante el análisis de la etapa de potencia resonante, con el objetivo de regular el voltaje de salida en un convertidor Buck cuasi-resonante de media onda garantizando ZCS. La estructura del documento se presenta de la siguiente forma: la sección 2 muestra las diferencias entre la relación de D y f_{sw} para un convertidor Buck PWM y un Buck cuasi-resonante, la sección 3 muestra el modelo hamiltoniano conmutado de la topología, la sección 4 presenta la estrategia de control y la validación numérica y la sección 5 presenta las conclusiones principales.

2. DIFERENCIAS ENTRE UN CONVERTIDOR BUCK PWM Y UN CUASI-RESONANTE

El convertidor Buck PWM así como sus señales de control se presentan en la Fig. 1, este convertidor se compone de dos elementos de conmutación (Q_1 y D_1), un filtro pasa bajas (L_0 y C_0) y una carga (R). La señal periódica ($V_s(t)$) se obtiene operando a Q_1 a lo largo del periodo de conmutación (T_{sw}) con la relación del ciclo de trabajo $0 \leq D \leq 1$ (Fig. 1(b)).

De la Fig. 1(b), el valor promedio de $V_s(t)$ se puede estimar mediante el uso del modelo SSA;

$$V_s = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} V_s(t) dt = Dv_g \quad (1)$$

De (1) se observa que el convertidor Buck PWM produce un voltaje de salida cuya magnitud puede controlarse con D , por lo tanto, la relación directa entre D y la conversión de voltaje (V_{out} y v_g), se puede definir como:

$$D = V_{out}/v_g \quad (2)$$

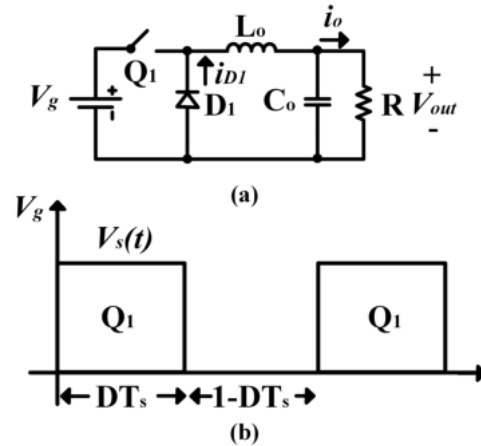


Fig. 1. (a) convertidor Buck PWM y (b) señales de conmutación

Por otro lado, el convertidor Buck cuasi-resonante agrega un arreglo resonante conformado por L_r y C_r (Fig. 2(a)) Liu et al. (1987). Los modos y tiempos de operación, así como circuitos equivalentes y señales características, se muestran en la Fig. 2. Mismos que se describen a continuación:

- **Modo carga del inductor resonante L_r** en el intervalo de tiempo ($T_0 - T_1$): el circuito equivalente se muestra en la Fig. 2(b), y se obtiene cuando el interruptor (Q_1) y el diodo (D_1) están ON. El tiempo estimado de este modo se alcanza cuando la corriente en L_r (i_r) es aproximadamente la corriente de salida (i_0), y su intervalo de tiempo está representado por la ecuación de τ_1 .
- **Modo resonante** en el intervalo de tiempo ($T_1 - T_2$): el circuito equivalente se muestra en la Fig. 2(c), modo en que Q_1 está ON y D_1 OFF, durante este intervalo de tiempo L_r y el capacitor resonante (C_r) forman un arreglo (tanque resonante) que obligará a la corriente de entrada $i_r(t)$ a circular por él. El tiempo estimado de este modo se calcula de acuerdo a τ_2 .
- **Modo descarga del capacitor resonante C_r** , en el intervalo de tiempo ($T_2 - T_3$): el circuito equivalente se muestra en la Fig. 2(d), intervalo en donde tanto Q_1 como D_1 están OFF. En este modo, la energía almacenada en C_r del modo previo, se descarga al filtro de salida (conformado por L_0 y C_0) y a la carga (R), la duración de este intervalo se calcula de acuerdo a τ_3 .
- **Modo freewheeling** en el intervalo ($T_3 - T_4$): el modo se observa en la Fig. 2(e). Q_1 está OFF y D_1 ON, modo en que se descarga el capacitor resonante C_r , cuyo intervalo de tiempo se calcula como τ_4 .

En contraste con el convertidor Buck PWM, el convertidor de la Fig. 2 no puede ser analizado bajo la técnica SSA, implicando un análisis más complejo de la dinámica del sistema, además, $f_{sw} = 1/T_{sw}$ del convertidor cuasi-

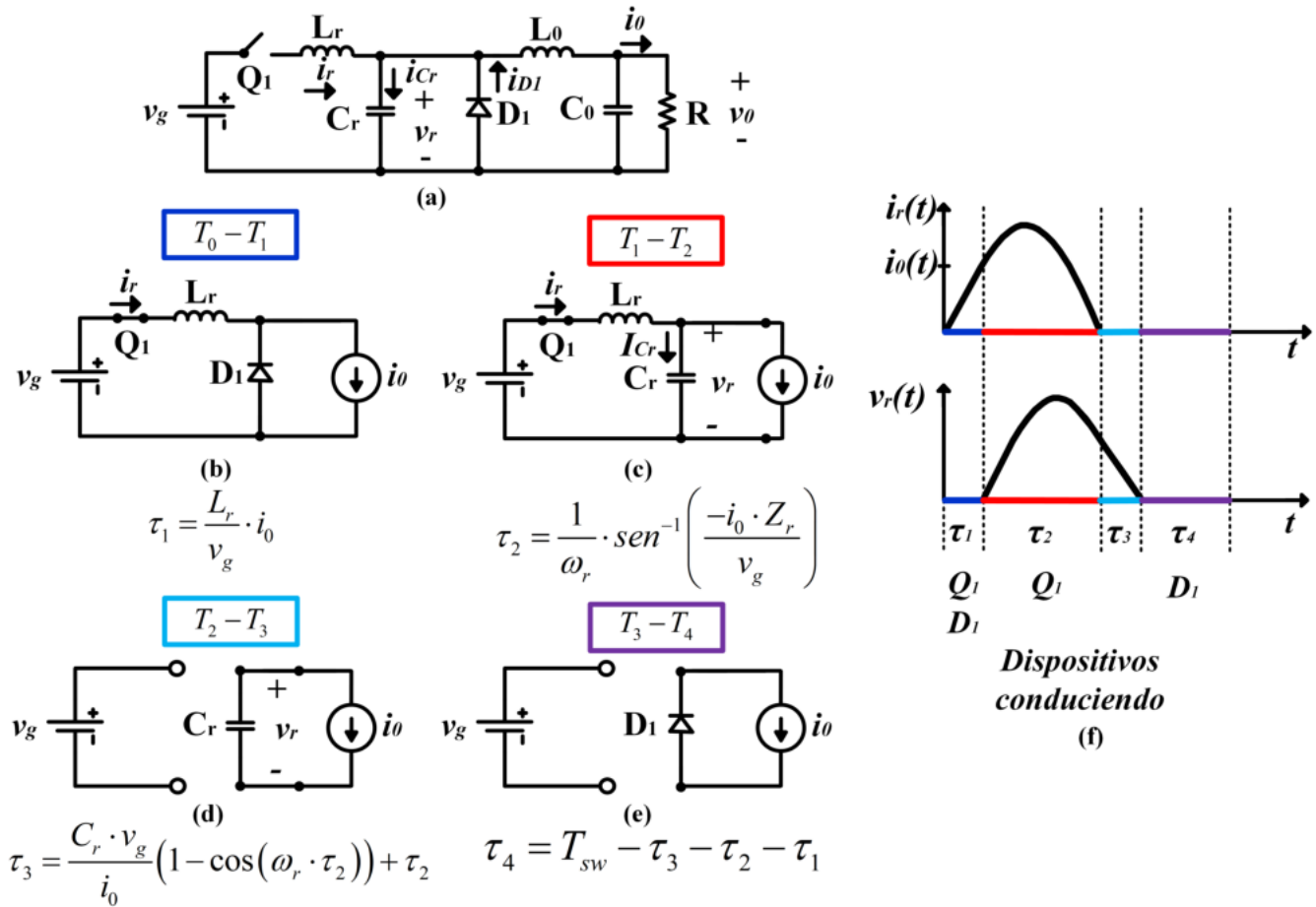


Fig. 2. Convertidor Buck cuasi-resonante con ZCS: (a) topología de media onda, (b) carga del inductor resonante, (c) modo resonante, (d) descarga del capacitor resonante, (e) modo freewheeling y (f) señales características del convertidor donde $i_{1(t)}$ es la corriente de entrada, $i_{o(t)}$ la corriente de salida y $V_{out(t)}$ es el voltaje de salida.

resonante no es constante si no que representa un grado de libertad para el control, lo cual no permite aplicar directamente el SSA. Por tanto, se recurre a generalización ofrecida por el modelo GSSA.

2.1 Modelo GSSA

El modelo GSSA reduce la dimensión del modelo de cuarto a segundo orden analizando solo la parte del filtro pasa bajas, cuya dinámica en variables de estado tiene la forma:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_0}{dt} \\ \frac{di_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC_0} & \frac{1}{C_0} \\ -\frac{1}{L_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_r}{L_0} \end{bmatrix} \quad (3)$$

donde $v_{Cr(t)}$ es la entrada de control, definida para cada etapa de operación del tanque resonante, por las soluciones de las EDO definidas en cada etapa con sus respectivas condiciones de frontera.

$$V_r = \begin{cases} 0 & , t \in \Delta\tau_1 \\ v_g(1 - \cos(\omega t)) & , t \in \Delta\tau_2 \\ v_g(1 - \cos\theta_z) - \frac{i_0}{C_r}t & , t \in \Delta\tau_3 \\ 0 & , t \in \Delta\tau_4 \end{cases} \quad (4)$$

donde $\Delta\tau_i = [0, \tau_i]$ representa las señales desplazadas en cada una de las etapas del convertidor. $\theta_z = \sin^{-1}(Z_n i_{L_0} / v_g)$ el ángulo al cual la corriente del tanque resonante (i_r) llega cero (definiendo la condición para la conmutación suave) y $Z_n = \sqrt{L_r / C_r}$ la impedancia característica del tanque.

Se observa que la topología del filtro no varía en ninguna etapa τ_i , por lo que el modelo conmutado puede identificarse como:

$$\dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i(t), \quad i = 1, 2, \dots, k \quad (5)$$

donde $k = 4$, $x^T = [v_{C_0}, i_{L_0}]$, $\dot{x} = dx/dt$ y

$$A_1 = A_2 = A_3 = A_4 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC_0} & \frac{1}{C_0} \\ \frac{1}{L_0} & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = B_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad B_2 = B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{v_r}{L_0} \end{bmatrix}$$

a cada etapa se le puede definir una fracción de trabajo u operación respecto a T_{sw} , $\tau_i = D_i T_{sw}$. Si las funciones de las variables de control de entrada están acotadas de modo tal que f_{sw} sea mucho más grande que la frecuencia en el filtro de segundo orden (f_0), entonces el modelo conmutado (5) se puede promediar utilizando el GSSA (Xu and Lee (1998)), es decir:

$$\dot{x} = \left\{ \sum_{i=1}^k d_i A_i \right\} x + \frac{1}{T} \sum_{i=1}^k \int_{t_{i-1}}^{t_i} B_i(\lambda) d\lambda \quad (6)$$

De acuerdo con (6), la ecuación GSSA de (5) queda como

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{C_0}}{dt} \\ \frac{di_{L_0}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC_0} & \frac{1}{C_0} \\ \frac{1}{L_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C_0} \\ i_{L_0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{v_g}{L_0} \frac{f_{sw}}{2\pi f_r} H_i(v_g, i_{L_0}) \end{bmatrix} \quad (7)$$

donde:

$$H_i(v_g, i_{L_0}) = \frac{Z_n i_{L_0}}{2v_g} + \theta_z + \frac{v_g}{Z_n i_{L_0}} (1 - \cos \theta_z) \quad (8)$$

con $f_r = \frac{\omega_r}{2\pi}$, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ y ganancia en estacionario $\dot{x} = 0$ y voltaje de referencia en la carga $v_{C_r} = v_0$.

$$M = \frac{v_0}{v_g} = \frac{f_{sw}}{2\pi f_n} H_i(v_g, I_{L_0}) \quad (9)$$

Como se puede observar en (9) es posible obtener una relación directa entre la variación de f_{sw} y la relación de conversión del voltaje de entrada-salida del Buck Cuasi-resonante, de tal forma que f_{sw} representa un grado de libertad para el algoritmo de control, a diferencia del convertidor Buck PWM donde f_{sw} se mantiene constante y se varía a D para regular el voltaje a la salida del convertidor, de tal forma que los algoritmos de control basados en el modelo GSSA se ven limitados a considerar D constante (Lyshevski (2000)), variarlo dentro de un rango limitado de operación (Nejadpak and Tahami (2013)) o introducir un sensor de corriente externo en el inductor del tanque resonante (Pressman (2009)), para así poder implementar un comando de apagado externo al algoritmo de control y no perder la condición de conmutación suave.

2.2 Relación del ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación

En la Fig. 3 observa que $D = (\tau_1 + \tau_2) f_{sw}$ al sustituir los valores de τ_1 y τ_2 se obtiene la relación del ciclo de trabajo en función de la frecuencia de conmutación f_{sw} , es decir:

$$D = \left(\frac{L_r}{v_g} i_0 + \frac{1}{\omega_r} \arcsin \left(\frac{Z_n}{v_g} i_0 \right) \right) f_{sw} \quad (10)$$

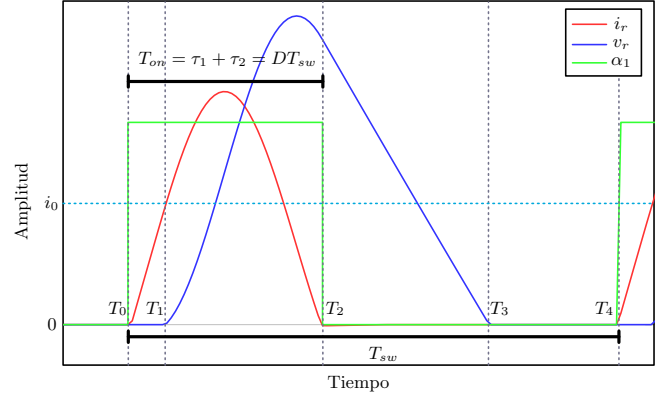


Fig. 3. Relación entre ciclo de trabajo y periodo de conmutación

Notar que el segundo término de (10) se puede aproximar mediante su expansión en serie de Taylor a primer orden, por lo tanto, la relación de D queda de la siguiente forma:

$$D \approx i_0 \left(\frac{L_r}{v_g} + \frac{Z_n}{\omega_r v_g} \right) f_{sw} \quad (11)$$

Esta expresión permite hallar el valor del ciclo de trabajo correspondiente a una frecuencia de conmutación. Para implementar esta relación a un algoritmo de control, se procede a obtener un modelo al cual se pueda aplicar de forma sencilla (a diferencia del GSSA) un lazo de control para la regulación del voltaje de salida y que sea robusto a variaciones en la carga. Este lazo usualmente se ha implementado a través del control clásico PI, sin embargo, la implementación considerando la relación obtenida, permitirá mejorar el rendimiento y ampliar el rango de frecuencias de operación para el convertidor cuasi-resonante.

3. ESTRATEGIA DE CONTROL Y VALIDACIÓN NUMÉRICA

De la Fig. 2, para cerrar el lazo se utiliza un controlador PI que sirva para encontrar a f_{sw} como una función de D utilizando la expresión (11). El controlador PI se obtiene al suponer que existe una frecuencia de la señal cuadrada (f_{sw}^*), que genera una señal de voltaje de salida (v_{ref}), para lo cual, se defina a $\tilde{f}_{sw} = f_{sw} - f_{sw}^*$, donde \tilde{f}_{sw} es un

término de corrección. La ley de control se propone de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\tilde{f}_{sw} &= k_p(v_{ref} - v_0) \\ \dot{\tilde{f}}_{sw} &= k_i \tilde{f}_{sw}.\end{aligned}\quad (12)$$

Una vez que se obtiene a f_{sw} y D , se genera la señal cuadrada α_1 . La implementación se puede observar en la Fig. 4. Para lo cual las ganancias consideradas del controlador PI son: $k_p = 350$ y $k_i = 900000$, así como las condiciones iniciales de la parte integral es $C.I = 200000$.

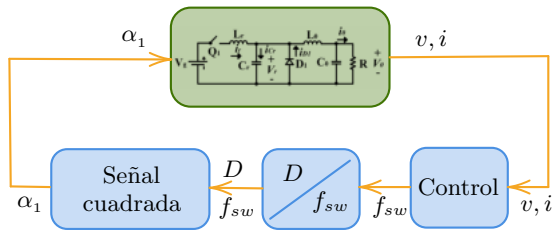


Fig. 4. Implementación del controlador al sistema cuasi-resonante

La evaluación numérica se realizó en Simulink de MATLAB con un paso de integración fijo $T_s = 5 \text{ ns}$. Los parámetros del tanque resonante son: $L_r = 1.6 \mu\text{H}$, $C_r = 64 \text{ nF}$, que genera una frecuencia de resonancia $f_r = 0.49736 \text{ MHz}$, los parámetros del filtro son $L_0 = 0.2 \text{ mH}$ y $C_0 = 20 \mu\text{F}$, finalmente, la fuente de alimentación $v_g = 20 \text{ V}$. Los parámetros se recuperaron de Rameshkumar and Arumugam (2012).

El experimento se hizo en un lapso de tiempo de 25 ms , en el cual se muestra que ante cambios de carga de hasta el $\pm 60\%$ del valor nominal, se sigue teniendo regulación de voltaje en la carga y conmutación a corriente cero en el interruptor. En la Fig. 5(a) se observa que el valor inicial de la corriente i_0 es cero, y el transitorio llega a un máximo de 5.5 A , para después llegar a un valor promedio de 3.25 A .

Por otro lado, en $t = 5 \text{ ms}$ se realiza un cambio de carga de $R = 4 \Omega$ a $R = 7 \Omega$ y la corriente se estabiliza en 1.85 A , en $t = 10 \text{ ms}$ se coloca la carga nominal del convertidor $R = 10 \Omega$ y la corriente se estabiliza en 1.3 A , en $t = 15 \text{ ms}$ se hace un cambio de $R = 10 \Omega$ a $R = 13 \Omega$, donde la corriente promedio es de 1 A . Finalmente, en $t = 20 \text{ ms}$ se realiza el ultimo cambio de $R = 13 \Omega$ a $R = 16 \Omega$ donde la corriente promedio es de 0.8 A .

De las anteriores variaciones, es importante notar que la corriente presenta un rizado debido a la conmutación del interruptor. En la Fig. 5(b) se observa el voltaje de referencia $v_{ref} = 13 \text{ V}$ y el voltaje de la carga, notar que el error en estado estacionario es cero y el error máximo en el transitorio es del 40% , el error alcanza este máximo ya que se parte de condiciones iniciales igual a cero. En la Fig. 5(c) se observa a D y f_{sw} de la señal cuadrada α_1 .

Notar que D se modifica en los cambios de carga pero se mantiene entre cero y uno. Con respecto a f_{sw} , observe que se mantiene cercana al 50% de f_r . Tenga en cuenta que la ecuación (11) relaciona de forma lineal a D y f_{sw} de α_1 , por lo tanto sus formas de onda son similares.

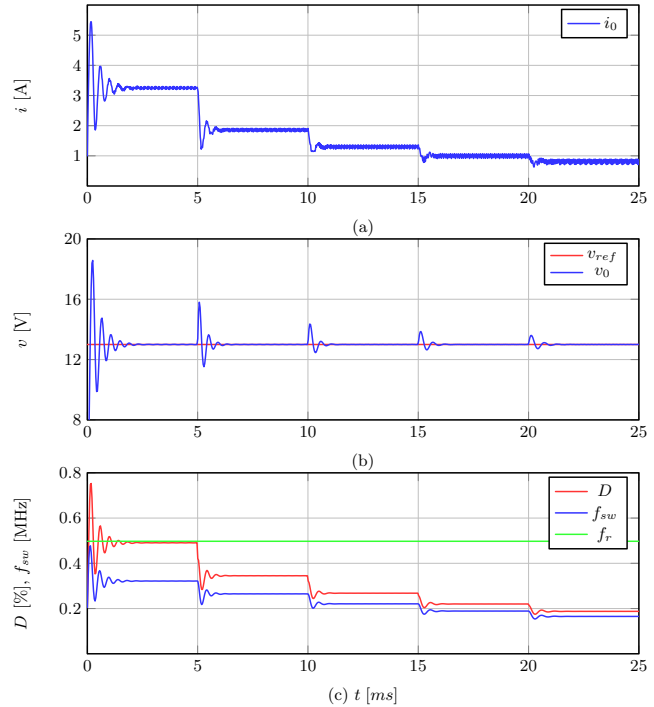


Fig. 5. Estados del convertidor

Finalmente, la Fig. 6 muestra un acercamiento al estado estacionario bajo las siguientes variaciones; en la Fig. 6(a) con $R = 4 \Omega$, la Fig. 6(b) con $R = 10 \Omega$ y la Fig. 6(c) con $R = 16 \Omega$. Notar que en las tres gráficas se observa la corriente i_r y el voltaje v_r , que son las variables del tanque resonante, y la señal cuadrada α_1 , que es la variable de control, las figuras muestran que se satisface la condición de conmutación a corriente cero con diferentes condiciones de carga. Además, se observan los cuatro modos de operación del convertidor cuasi-resonante descritos en la Sección 2, por lo que se puede concluir que el sistema presenta robustez, conmutación suave y garantiza la correcta regulación de voltaje ante variaciones de carga.

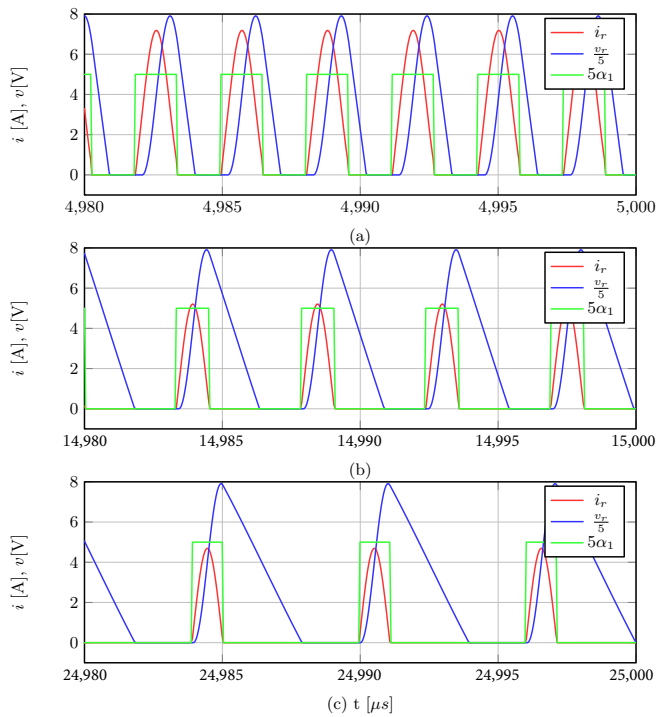


Fig. 6. Conmutación a corriente cero después de la variación de carga.

4. CONCLUSIONES

De acuerdo a los resultados obtenidos es posible estimar una relación entre el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación para un convertidor Buck cuasi-resonante, la cual permite obtener una solución directa del ciclo de trabajo en función de la carga del convertidor, por lo que es posible garantizar conmutaciones suaves en el estado estacionario bajo distintas perturbaciones. Las variaciones realizadas, corresponden al 60% del valor nominal de la carga del convertidor y los resultados obtenidos en simulación muestran un correcto funcionamiento presentado por el método de control, el cual regula el voltaje de salida, con un porcentaje de error de estado estacionario de 0% y un error máximo en el transitorio del 40% debido a las condiciones iniciales.

ACKNOWLEDGEMENTS

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.

REFERENCES

Bernet, S. (2000). Recent developments of high power converters for industry and traction applications. *IEEE transactions on power electronics*, 15(6), 1102–1117.

Blake, C. and Bull, C. (2001). Igbt or mosfet: choose wisely. *International Rectifier*, 1–5.

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.

Kazimierczuk, M.K. and Czarkowski, D. (2012). *Resonant power converters*. John Wiley & Sons.

Lee, F.C. (1988). High-frequency quasi-resonant converter technologies. *Proceedings of the IEEE*, 76(4), 377–390.

Liu, K.H., Oruganti, R., and Lee, F.C. (1987). Quasi-resonant converters-topologies and characteristics. *IEEE Transactions on Power electronics*, (1), 62–71.

Lyshevski, S.E. (2000). Resonant converters: Nonlinear analysis and control. *IEEE Transactions on industrial Electronics*, 47(4), 751–758.

Nejadpak, A. and Tahami, F. (2013). Stabilizing controller design for quasi-resonant converters described by a class of piecewise linear models. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 61(1), 312–323.

Outeiro, M.T., Buja, G., and Czarkowski, D. (2016). Resonant power converters: An overview with multiple elements in the resonant tank network. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 10(2), 21–45.

Pressman, A. (2009). *Switching power supply design*. McGraw-Hill Education.

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.

Xu, J. and Lee, C. (1998). A unified averaging technique for the modeling of quasi-resonant converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(3), 556–563.