

**BUCK CONVERTER LOSSES-BASED MODEL FOR SIMULATION AND PID CONTROL STRATEGY****MODELO DE SIMULACIÓN CON PÉRDIDAS Y ESTRATEGIA DE CONTROL PID PARA EL CONVERTIDOR BUCK**

**Ing. Camilo Sanabria T., Ing. Mónica Martín O., Ing. Joaquín Campuzano E.  
PhD. Wilson Javier Pérez H.**

**Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia UPTC.**

Grupo de investigación en Robótica y Automatización Industrial GIRA-UPTC.  
Escuela de Ingeniería Electrónica. Calle 4 Sur # 15-134, Sogamoso, Boyacá, Colombia.  
Tel.: +(57) (8) 770 5450, Ext. 241.

E-mail: {camilo.sanabria, monica.martin, wilson.perez}@uptc.edu.co

**Abstract:** This paper presents a canonical model for the Buck converter taking into account the losses of the switching devices in the circuit (diode and mosfet) and the coil resistance. Moreover, a comparison between the simulations of the standard semiconductor-based model and the proposed model is presented. In the proposed model, the switching devices are replaced by dependent sources. Obtained results are based on simulations of the target models, which are controlled by mean a PID controller aimed to improve the output voltage regulation for changes in the load and the power supply. For the controller design, parameters of a Microchip *dsPICDEM* development board are used.

**Keywords:** Buck converter, PID controller, modeling and simulation.

**Resumen:** Este artículo presenta un modelo en forma canónica de un convertidor Buck considerando las pérdidas originadas por los elementos de conmutación (diodo y MOSFET) y la resistencia del devanado del inductor. Adicionalmente, se muestra la comparación en simulación del circuito convencional con semiconductores y de un circuito equivalente propuesto, en el que se rempazan los elementos de conmutación por fuentes dependientes. Los resultados se basan en la simulación de los modelos de estudio controlados mediante un PID que tiene como objetivo la regulación del voltaje de salida del convertidor ante cambios en la carga y en la fuente de alimentación. Para el diseño del controlador se utilizan los parámetros de la tarjeta de desarrollo de Microchip *dsPICDEM*.

**Palabras clave:** Convertidor Buck, controlador PID, modelamiento y simulación.

## 1. INTRODUCCIÓN

Los convertidores DC-DC son sistemas electrónicos de potencia ampliamente utilizados en fuentes de alimentación reguladas, cargadores de batería y en el control de motores eléctricos, aplicaciones en las que se controla el flujo de energía eléctrica buscando obtener la mayor

eficiencia posible. El convertidor Buck es ampliamente utilizado en aplicaciones donde se necesita reducir la tensión de salida respecto a la entrada, por su simplicidad y bajo costo.

Actualmente existe una amplia oferta comercial de convertidores Buck, sin embargo, muchos de estos presentan problemas para satisfacer los

requerimientos de regulación y demanda de corriente, así como una baja generación de ruido y de rizo de voltaje en aplicaciones como las mencionadas en el párrafo anterior. En particular, factores como la generación de ruido y el rizo de voltaje evitan conseguir un mejor desempeño en el convertidor (Pacheco, 2007). Por tal razón, se requiere el planteamiento de mejores modelos matemáticos que tengan en cuenta las pérdidas en los componentes del convertidor. El objetivo de estos modelos es proporcionar un mayor acercamiento al funcionamiento real del convertidor, de modo que se facilite el diseño de estrategias de control eficientes y de fácil implementación en dispositivos de bajo costo. Esto ha motivado el desarrollo de trabajos orientados a obtener modelos matemáticos que faciliten al análisis y la simulación de convertidores DC-DC, como los publicados en (Nogueiras, 2003; Oliver, 2007) en los que se realiza una revisión del estado del arte del modelado y simulación no lineal aplicada a este tipo de convertidores.

De estos trabajos, Nogueiras señala la dificultad de encontrar un patrón válido de clasificación para los métodos de modelado y simulación, debido a la gran variedad de modelos que se han propuesto, y a los diversos campos de formación de los autores de cada uno de éstos. A su vez, muchos de los métodos discutidos en este trabajo presentan elevada complejidad y un considerable consumo de recursos computacionales. Por otra parte, Nogueiras también considera un grupo de métodos de modelado y simulación que se pueden implementar fácilmente a cualquier tipo de convertidor. Entre estos métodos están el de sustitución de interruptores, desarrollado por (Lakatos, 1979) que consiste en obtener las ecuaciones que describen cada uno de los estados por los que pasa el convertidor y reemplaza los semiconductores por fuentes de tensión controladas. Otro método es el propuesto por (Liu y Sen, 1994) que realiza un modelado promedio de gran señal, sustituyendo el interruptor controlado por una fuente de corriente y el diodo por una fuente de tensión, dando lugar a un circuito equivalente que es topológicamente análogo al del convertidor Buck, como lo evidencian los trabajos más recientes de (Lu Guang *et al.*, 2004; Yan y Bolin, 2008). Sin embargo, en los modelos mencionados no se consideran pérdidas de conducción como las debidas a la resistencia de encendido del MOSFET, el voltaje de conducción del diodo y la resistencia del devanado del inductor.

En aplicaciones prácticas, el voltaje de salida de los convertidores DC-DC debe controlarse para que alcance un valor deseado, aun cuando se presenten variaciones en el voltaje de entrada y la corriente de carga. Una de las tendencias para el control de convertidores conmutados, es el control por voltaje donde se realiza una modulación del ancho de pulso PWM (Erickson y Maksimovic, 2001), que ha propiciado el desarrollo de estrategias de control muy eficientes para convertidores de potencia y específicamente para el convertidor Buck, las cuales son de fácil implementación y bajo costo. Ejemplos de esto son los trabajos de (Kapat y Krein, 2010; Guo. Liping, 2007; Guo LipingHung *et al.*, 2009; Tajuddin y Rahim, 2009; Tajuddin, Rahim *et al.*, 2009). Entre estos se destaca el de (Tajuddin y Rahim, 2009) en el que se presenta un procedimiento sencillo y sistemático para el diseño práctico de un controlador PID para el convertidor Buck.

En el presente artículo se muestra el modelo de un circuito promedio de un convertidor Buck y se compara con el de un circuito convencional de conmutación. Adicionalmente se presenta el desarrollo de un controlador PID teniendo en cuenta que más del 97% de los controladores industriales se basan en algoritmos PID debido a su simplicidad, aplicabilidad y facilidad de implementación (Chander, Agarwal *et al.*, 2011). El controlador desarrollado es aplicado a ambos circuitos basado en el procedimiento sistemático propuesto por (Tajuddin y Rahim, 2009).

## 2. MODELO DEL CONVERTIDOR

### 2.1 Modelo Promedio por sustitución de componentes que incluye pérdidas.

El convertidor Buck mostrado en la Figura 1, reduce la tensión de salida respecto a la entrada mediante la variación del ciclo útil  $D$  de la señal PWM empleada para controlar la duración de encendido del interruptor (MOSFET).

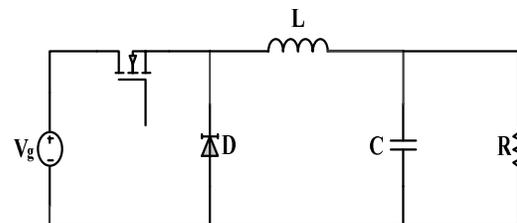


Fig. 1: Circuito Conmutado del Convertidor Buck.

Los convertidores DC-DC pueden tener dos modos de operación: 1) conducción de corriente continua (CCM por sus siglas en Inglés) y 2) conducción de corriente discontinua (DCM por sus siglas en Inglés). Por tanto, un convertidor y su controlador deben diseñarse con base a un modo de operación. En el siguiente modelamiento se asume que el convertidor Buck trabaja en modo CCM. Para su análisis se obtienen dos circuitos, correspondientes al tiempo de encendido y apagado del MOSFET empleado como interruptor.

Durante el primer intervalo de tiempo el MOSFET está encendido, por lo que presenta una resistencia de encendido  $r_{on}$  produciendo una caída de voltaje, al igual que lo hace la resistencia  $r_l$  de la inductancia. El diodo  $D$  se encuentra polarizado inversamente, por lo que no fluye corriente a través de éste. La fuente de entrada  $V_g$  transfiere energía tanto hacia la carga de salida  $R$  como hacia el inductor  $L$  como indica el circuito de la Figura 2.

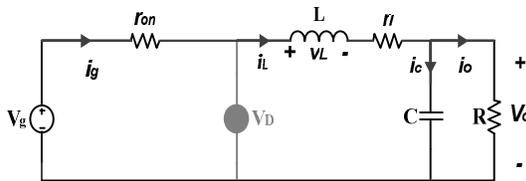


Fig. 2: Circuito con pérdidas en el intervalo donde el MOSFET está encendido

Al analizar el circuito de la Figura 2, se obtienen las ecuaciones mostradas en (1) en las que se establece el voltaje en el inductor  $v_L$  y la corriente en el condensador  $i_c$ .

$$v_L(t) = v_g(t) - i_L(t)(r_{on} + r_l) - v_o(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (1)$$

$$i_c(t) = i_L(t) - \frac{v_o(t)}{R} = C \frac{dv_o(t)}{dt}$$

El circuito correspondiente al segundo intervalo de tiempo en que el MOSFET se encuentra apagado, es mostrado en la Figura 3. La corriente del inductor  $i_L$  fluye a través del diodo y transfiere una parte de su energía almacenada a la carga  $R$ . En este intervalo, las ecuaciones se presentan en (2):

$$v_L(t) = -V_D - i_L(t)r_l - v_o(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2)$$

$$i_c(t) = i_L(t) - \frac{v_o(t)}{R} = C \frac{dv_o(t)}{dt}$$

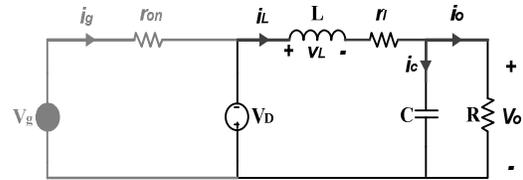
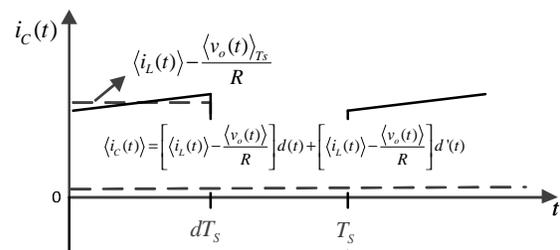


Fig. 3: Circuito con pérdidas en el intervalo donde el MOSFET está apagado

Una forma de realizar el modelado de esta clase de circuitos, es tomar el promedio sobre un ciclo de conmutación de las variables del convertidor. Considerando una frecuencia de conmutación  $f_s = 1/T_s$  suficientemente alta, se tiene que los valores promedio de las variables reales se acercan a los valores instantáneos (Erickson y Maksimovic, 2001). Por lo que aplicar estas definiciones a las ecuaciones (1) y (2), que corresponden al voltaje en la inductancia  $v_L$  y la corriente del condensador  $i_c$  en ambos estados de conmutación, el convertidor Buck se sintetiza como se muestra en (3).

$$\begin{aligned} \langle v_L(t) \rangle &= L \frac{d\langle i_L(t) \rangle}{dt} = \left[ \langle v_g(t) \rangle - \langle i_L(t) \rangle (r_L + r_{on}) - \langle v_o(t) \rangle \right] d(t) \\ &\quad - \left[ V_D + \langle i_L(t) \rangle r_L + \langle v_o(t) \rangle \right] d'(t) \\ \langle i_c(t) \rangle &= C \frac{d\langle v_o(t) \rangle}{dt} = \left[ \langle i_L(t) \rangle - \frac{\langle v_o(t) \rangle}{R} \right] d(t) + \\ &\quad \left[ \langle i_L(t) \rangle - \frac{\langle v_o(t) \rangle}{R} \right] d'(t) \end{aligned} \quad (3)$$

En la Figura 4, se representan gráficamente las ecuaciones (3), observando como los valores promedio (línea punteada) de las variables reales, se acercan a los valores instantáneos para la corriente en el condensador, la fuente, y el voltaje en el inductor, durante el estado I de  $0 \leq t \leq dT_s$  y el estado II de  $dT_s < t \leq T_s$ .



(a)

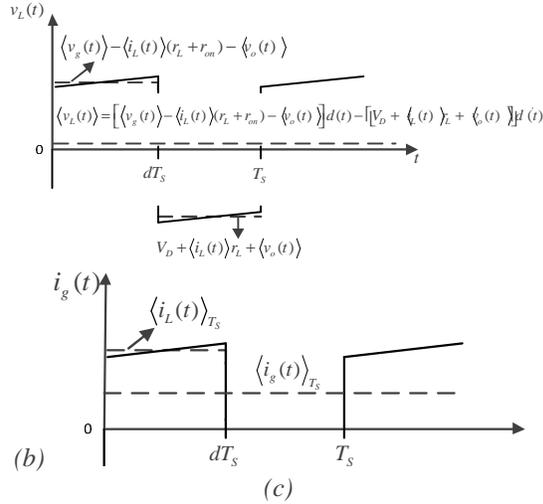


Fig. 4: (a) Corriente en el condensador, (b) Voltaje en el Inductor y (c) Corriente de la fuente

A partir de la ecuación (3) se puede realizar un circuito promedio para verificar el comportamiento del convertidor Buck, disminuyendo los tiempos de simulación al reemplazar los semiconductores por fuentes de tensión controladas. De esta manera, cuando el semiconductor está conduciendo, se reemplaza por una fuente de tensión de valor cero, por la que puede pasar cualquier corriente. Cuando no está conduciendo el semiconductor, este se reemplaza por una fuente de tensión que debe igualar la suma de tensiones de las mallas en las que se encuentre, de manera que su corriente se anule. Estas consideraciones proporcionan un modelo de simulación alternativo, que permite comprobar el desempeño de un controlador y se muestra en la Figura 5.

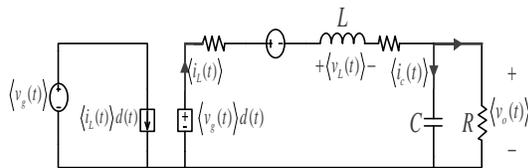


Fig. 5: Circuito promedio equivalente del convertidor Buck que incluye pérdidas

## 2.2 Linealización modelo en pequeña señal

Para diseñar el controlador por métodos clásicos de control, se linealiza la ecuación (3) considerando la siguiente definición:

$$\begin{aligned} d(t) &= D + \tilde{d}(t) \\ d'(t) &= D' - \tilde{d}'(t) \\ \langle v_g(t) \rangle &= V_g + \tilde{v}_g(t) \\ \langle i_L(t) \rangle &= I_L + \tilde{i}_L(t) \\ \langle v_o(t) \rangle &= V_o + \tilde{v}_o(t) \end{aligned} \quad (4)$$

Reemplazando las ecuaciones (4) en (3), se obtienen las ecuaciones (5) que representan los términos DC del estado estacionario, y (6) las de primer orden que muestran la dinámica lineal del convertidor en un punto de operación.

$$\begin{aligned} V_g D - I_L (r_{on} D + r_L) - V_o D' - V_o &= 0 \\ I_L &= \frac{V_o}{R}, \quad I_L D = I_g \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} L \frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} &= \tilde{v}_g(t) D + V_g \tilde{d}(t) - \tilde{i}_L(t) r_{on} D - I_L r_{on} \tilde{d}(t) \\ &\quad + V_o \tilde{d}(t) - \tilde{i}_L(t) r_L - \tilde{v}_o(t) \end{aligned} \quad (6)$$

$$C \frac{d\tilde{v}_o(t)}{dt} = \tilde{i}_L(t) - \frac{\tilde{v}_o(t)}{R}$$

$$\tilde{i}_g(t) = \tilde{i}_L(t) D + I_L \tilde{d}(t)$$

Para efectos de obtener un modelo lineal del sistema del convertidor Buck, la ecuación (6) se representa en espacio de estados, tomando la corriente en el inductor y el voltaje de salida como variables de estado, obteniendo el modelo presentado en (7).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_o \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_L + r_{on} D}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_o \end{bmatrix} + \\ &\quad \begin{bmatrix} \frac{V_g + V_D}{L} - \frac{V_o r_{on}}{RL} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{d}(t) + \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{v}_g(t) \\ \tilde{v}_o(t) &= [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_o \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

Debido a que el espacio de estados dado en (7) contiene dos entradas independientes, al convertir el modelo a función de transferencia, se obtiene la variación del voltaje de salida como la superposición de dos funciones de transferencia, mostradas en forma canónica por la ecuación (8), donde  $\tilde{v}_g(s)$  representa el efecto de las perturbaciones de la fuente y  $\tilde{d}(s)$  representa la variación del ciclo útil.

De estas funciones, no se tiene en cuenta las variaciones de  $\tilde{v}_g(s)$  debido a que no se tiene control sobre la fuente de entrada. Por otra parte, se pueden hacer correcciones del punto de trabajo del convertidor al variar la conmutación del MOSFET con las variaciones del ciclo útil  $\tilde{d}(s)$ . La función de transferencia de  $\tilde{v}_g(s)/\tilde{d}(s)$  se muestra en (9).

$$\tilde{v}_o(s) = \frac{G_{go}}{1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \tilde{v}_g(s) + \frac{G_{do}}{1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \tilde{d}(s) \quad (8)$$

$$G_{v_{od}}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = G_{do} \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \quad (9)$$

Los parámetros de la ecuaciones (8) y (9) se muestran en la Tabla 1.

### 3. DISEÑO DEL CONTROLADOR

Con la inclusión del controlador PID, se busca reducir las variaciones en el voltaje de salida, ante el efecto de posibles perturbaciones del voltaje de entrada y de carga, añadiendo un factor de corrección en el ciclo de trabajo. Sin embargo, el diseño puede ser complejo, cuando se inicia en el desarrollo de controladores para convertidores de potencia DC-DC. Por esta razón, se presenta un procedimiento paso a paso

Tabla 1: Parámetros del modelo canónico con pérdidas

Parámetro	Ecuación
$G_{go}$	$\frac{RD}{R + r_L + r_{on}D}$
$G_{do}$	$\frac{R(V_g + V_D) - r_{on}V_o}{(R + r_L + r_{on}D)}$
$\omega_o$	$\sqrt{\frac{R + r_L + r_{on}D}{RLC}}$
$Q$ (Factor de Calidad)	$R \sqrt{\frac{LC(R + r_L + r_{on}D)}{R(L + RCr_L + RCr_{on}D)^2}}$
$D$	$\frac{(V_D + V_o)R + V_o r_L}{(V_D + V_g)R - V_o r_{on}}$

Para el diseño del controlador del convertidor Buck a partir de su modelo canónico obtenido en (9), el cual se ilustra con un ejemplo basado en una tarjeta de desarrollo comercial (Microchip *dsPICDEM*).

#### 3.1 Especificaciones del convertidor Buck

Para los parámetros de diseño se utilizarán los valores de la tarjeta de desarrollo de Microchip *dsPICDEM Buck* mostrados en la Tabla 2.

Tabla 2: Especificaciones del Convertidor

Parámetro	Símbolo	Valor Nominal
Voltaje de Entrada	$V_g$	9 V
Voltaje de Salida	$V_o$	5V
Condensador	$C$	660 mF
Inductor	$L$	39 mH
Resistencia de Carga	$R$	5 $\Omega$
Resistencia del Inductor	$r_l$	0.120 $\Omega$
Frecuencia de Conmutación	$f_s$	80 KHz
Voltaje del Diodo	$V_D$	0.525 V
Resistencia del Mosfet	$r_{on}$	0.065 $\Omega$

Un parámetro crítico en el diseño del controlador basado en las especificaciones de la tarjeta Microchip, es elegir la frecuencia de conmutación adecuada para trabajar en CCM y tener variaciones en todo el rango del ciclo útil. El convertidor trabaja en DCM cuando se cumple la condición dada en (10).

$$\frac{2f_s L}{R} < D' \quad (10)$$

La ecuación (10) también puede expresarse como:

$$K < K_{crit}(D) \quad (11)$$

Donde:

$$K = sf_s L/R \text{ y } K_{crit}(D) = D'$$

La Figura 6, muestra los valores de  $K$  y  $K_{crit}(D)$  en el eje z, como función de la relación del ciclo útil  $D$  (eje x) y la frecuencia de conmutación (eje y), manteniendo constante los demás parámetros. El límite entre los dos modos de operación, se presenta en la intersección de las gráficas de  $K$  y  $K_{crit}(D)$  y es aproximadamente 65 KHz. De acuerdo con la ecuación (11), el convertidor trabaja en CCM a frecuencias mayores de 65 KHz.

Una vez conocido el límite de operación entre DCM y CCM es importante determinar el rizado del voltaje en la salida, y de la corriente en el inductor al elegir una determinada frecuencia de conmutación. Estos rizados se obtienen al analizar las formas de onda de la Figura 4 y se sintetizan en la ecuación (12).

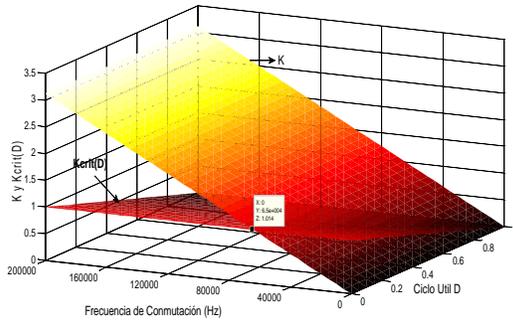


Fig. 6: Modo de Conmutación del Controlador con carga nominal de 5  $\Omega$

$$\Delta I_L = \frac{D(V_g - I_L(r_{on} + r_L) - V_o)}{2f_s L} \quad (12)$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_L}{8f_s C}$$

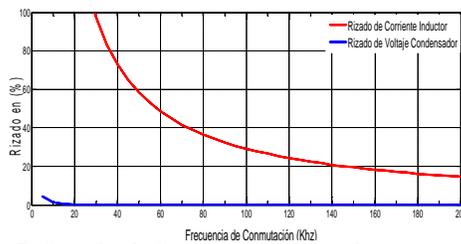


Fig. 7: Rizado de la corriente del inductor y voltaje de salida en porcentaje vs frecuencia de conmutación con carga de 5 Ohm

La figura 7, muestra el rizado en la corriente del inductor y en el voltaje de salida, en función de la frecuencia, facilitando la selección de la frecuencia de conmutación  $f_s$  de acuerdo al rizado que se quiera.

### 3.2 Procedimiento

El convertidor *Buck* de la tarjeta MICROCHIP cuenta con una resistencia de sensado de 2 K $\Omega$  la cual actúa como carga nominal cuando no se conecta una carga externa. Por tanto, se diseña el controlador para este valor de carga.

**Paso 1:** Calcular la ganancia DC  $G_{do}$ , frecuencia de resonancia  $f_0$  y el factor de calidad  $Q$  del convertidor.

$$G_{do} = \frac{R(V_g + V_D) - r_{on}V_o}{(R + r_L + r_{on}D)} = 9.52 = 19.58 \text{ dB} \quad (13)$$

$$f_0 = \frac{\omega_o}{2p} = \frac{1}{2p} \sqrt{\frac{R + r_L + r_{on}D}{RLC}} = 991.97 \text{ Hz} \quad (14)$$

$$Q = R \sqrt{\frac{LC(R + r_L + r_{on}D)}{R(L + RCr_L + RCr_{on}D)^2}} = 1.54 = 3.76 \text{ dB} \quad (15)$$

**Paso 2:** Obtener la función de transferencia del sistema en lazo cerrado.

$$T(s) = \frac{G_c H(s)}{V_m} \frac{G_{do}}{1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \quad (16)$$

En el ejemplo, la ganancia del sensor presente en la tarjeta Microchip es de  $\frac{1}{2}$  y se asume una ganancia  $V_m$  del PWM unitaria.

**Paso 3:** Obtener la ganancia DC no compensada del lazo cerrado haciendo  $s = 0$  en la ecuación (16). Asumiendo una ganancia unitaria para el controlador se obtiene:

$$T_u(s) = \frac{G_c H(s)}{V_m} G_{v,d}(s) = 4.762 = 13.56 \text{ dB} \quad (17)$$

**Paso 4:** Con la ayuda de Matlab realizar la representación del diagrama de Bode del sistema dado en (16) cuyos resultados se ilustran en la Figura 7, presentando un margen de fase  $18.7^\circ$  en una frecuencia de corte 2330 Hz.

**Paso 5:** En el diseño de convertidores DC-DC, se recomienda elegir frecuencias de corte  $f_c$  para el sistema compensado entre un 10 y 20 % de la frecuencia de conmutación seleccionada para el convertidor (Ang, 2005). El valor típico es seleccionar una  $f_c$  del 10% de la frecuencia de conmutación.

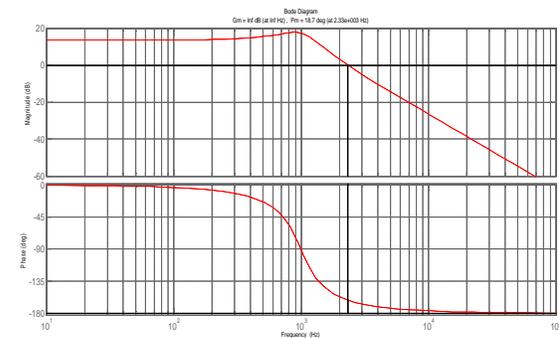


Fig. 7: Diagrama de Bode del convertidor sin compensación

$$f_c = \frac{1}{10} f_s = 8 \text{ KHz} \quad (18)$$

**Paso 6:** De acuerdo a la figura 7 la ganancia en la  $f_c$  es de -22.6 dB. Para obtener una ganancia unitaria en  $f_c$ , el compensador debería tener una ganancia de 22.6 dB, además se debe mejorar el margen de fase. Para lograrlo, se requiere un compensador en adelante (PD). En (Ang, 2005) se recomienda que, el margen de fase  $j_m$  debe estar entre  $45^\circ$  y  $70^\circ$ . Se asume un margen de fase de  $52^\circ$ , ubicando el polo y el cero del compensador de acuerdo a las ecuaciones (19) y (20).

$$f_z = f_c \sqrt{\frac{1 - \sin(j_m)}{1 + \sin(j_m)}} = 2.7546 \text{ KHz} \quad (19)$$

$$f_p = f_c \sqrt{\frac{1 + \sin(j_m)}{1 - \sin(j_m)}} = 23.233 \text{ KHz} \quad (20)$$

**Paso 7:** La ganancia del compensador a baja frecuencia  $G_{co}$  se obtiene a partir de:

$$G_{co} = \left(\frac{f_c}{f_o}\right)^2 \frac{1}{T_{wo}} \sqrt{\frac{f_z}{f_p}} = 4.7028 \quad (21)$$

**Paso 8:** Para mejorar la respuesta del controlador a bajas frecuencias, se adiciona el efecto de un compensador en atraso. Agregando la frecuencia de ubicación del cero  $f_i$  a un décimo de  $f_c$ .

$$f_i = \frac{1}{10} f_c = 800 \text{ Hz} \quad (22)$$

El compensador en atraso incrementaría la ganancia por debajo de los 800 Hz.

**Paso 9:** La función de transferencia del controlador

$$G_C(s) = G_{CO} \left( \frac{1 + \frac{s}{w_z}}{1 + \frac{s}{w_p}} \right) \left( 1 + \frac{w_L}{s} \right) \quad (23)$$

Con el controlador diseñado, se realiza la representación del diagrama de Bode del sistema compensado, mostrándose el resultado en la Figura 8, donde se observa que el margen de fase para el sistema compensado es de  $51^\circ$  a una frecuencia de corte de 8 KHz, y que coinciden con los criterios deseados para la respuesta del controlador.

**Paso 9:** Si se decide implementar el controlador PID en digital, existen algoritmos como los presentados en (Guo. Liping, 2007; Tajuddin y Rahim, 2009) para implementar el controlador diseñado en digital, donde solo se necesita conocer el valor de las constantes  $K_p$ ,  $K_i$  y  $K_d$ . Estas constantes no se indican en el artículo de (Tajuddin y Rahim, 2009) tomado como referencia y que se sintetizan en la Ecu. (24).

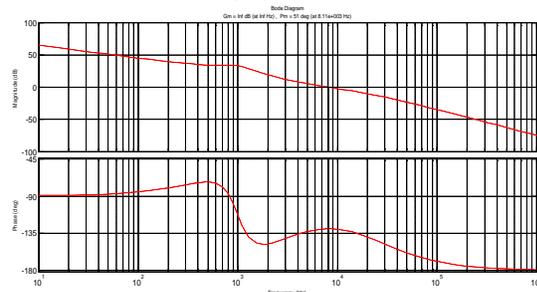


Fig. 8: Diagrama de Bode del convertidor compensado

$$k_p = \frac{G_{CO}(w_L w_p - w_L w_z + w_p w_z)}{w_p w_z} \quad (24)$$

$$k_i = G_{CO} w_L$$

$$k_d = -\frac{G_{CO}(w_L w_p - w_L w_z + w_p w_z - w_p^2)}{w_p^2 w_z}$$

## 4. RESULTADOS

Para comprobar el funcionamiento del controlador diseñado, se realizan simulaciones con variaciones de carga al convertidor conmutado y en el circuito promedio de la figura 5, mostrando los resultados en la figura 9 para el voltaje de salida, y en la Figura 10 para la corriente del inductor, al hacer un cambio en la resistencia de carga de 2 k $\Omega$  (resistencia equivalente red de sensor) a 5  $\Omega$ .

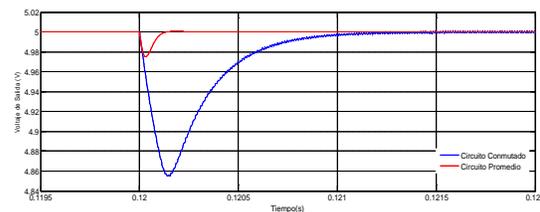


Fig. 9: Voltaje de Salida del Convertidor

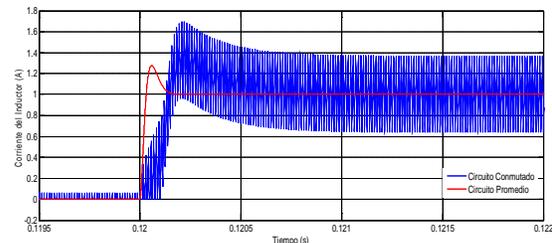


Fig. 10: Corriente en el Inductor

Tabla 4: Voltaje de salida vs. cambios en la fuente

Voltaje de la Fuente $V_g$ [V]	Circuito Conmutado $V_o$ [V]	Circuito Promedio $V_o$ [V]
7	4.997	4.999
9	4.997	5.000
11	4.998	5.000

En la tabla 4, se muestra un resumen de la variación del voltaje de salida DC, para los dos circuitos del convertidor (conmutado y promedio), cuando se hace una variación de  $\pm 22.2\%$  ( $\pm 2$  V) del voltaje nominal de entrada, teniendo una resistencia de carga de 5  $\Omega$ . Para verificar la regulación del controlador, ante cambios en la fuente de entrada, se coloca una señal de perturbación sinusoidal de 2 voltios pico al voltaje de entrada nominal, con una frecuencia de 300 Hz, mostrándose los resultados en la figura 11.

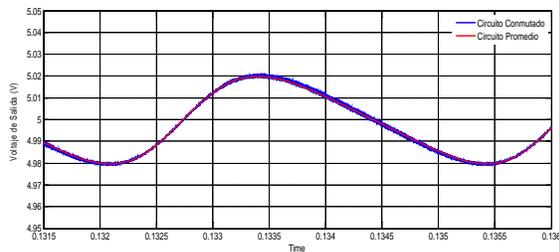


Fig. 11: Variación de la salida ante la perturbación en el voltaje de entrada

## 5. CONCLUSIONES

Los resultados de simulación, muestran que el modelo promedio con pérdidas propuesto (figura 5), tiene el mismo comportamiento en estado estacionario que el circuito conmutado. Estos se diferencian en la respuesta transitoria, debido a que el modelo del circuito promedio, no tiene en cuenta el efecto de *ripple* en la corriente del inductor y del voltaje del capacitor, siendo así más rápido ante variaciones de carga.

Cuando se realiza el cambio de carga de 2 k $\Omega$  (equivalente a la resistencia de sensado) a 5  $\Omega$ , el convertidor conmutado tiene una variación máxima del 3 % en el voltaje nominal de salida, con un tiempo de estabilización de 1.2 ms. Es de anotar que la forma en estado estable del circuito del modelo promedio, es la misma que el modelo conmutado.

Los resultados también muestran que el controlador diseñado mediante la metodología desarrollada, responde muy bien ante variaciones del voltaje de entrada a frecuencias menores a 300 Hz, presentando un error máximo del 0.06 % respecto al voltaje de salida del diseño.

## REFERENCIAS

- Ang, S. (2005). *Power-Switching Converters* (2 ed.): Taylor & Francis.
- Chander, S., et al. (2011). *Auto-tuned, discrete PID controller for DC-DC converter for fast transient response*. Power Electronics (IICPE), 2010 India International Conf. on.
- Erickson, R. W., y Maksimovic, D. (2001). *Fundamentals of Power Electronics* (2 ed.). New York: Springer.
- Kapat, S., y Krein, P. T. (2010). *PID controller tuning in a DC-DC converter: A geometric approach for minimum transient recovery time*. Control and Modeling for Power

Electronics (COMPEL), 2010 IEEE 12th Workshop on.

- Lakatos, L. (1979). A New Method for Simulating Power Semiconductor Circuits. *Industrial Electronics and Control Instrumentation, IEEE Transactions on, IECI-26(1)*, 2-5.
- Liping, G. (2007). *Implementation of digital PID controllers for DC-DC converters using digital signal processors*. Electro/Information Technology, 2007 IEEE International Conference on.
- Liping, G., et al. (2009). Evaluation of DSP-Based PID and Fuzzy Controllers for DC-DC Converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 56(6), 2237-2248.
- Liu, Y. F., y Sen, P. C. (1994). A general unified large signal model for current programmed. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 9(4), 414-424.
- Lu, Y. W., et al. (2004). *A large signal dynamic model for DC-to-DC converters with average current control*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE.
- Nogueiras, A. (2003). *Nueva Metodología de Modelado y Simulación No Lineal. Aplicación a Convertidores PWM Continua / Continua en Paralelo de Alto Rendimiento*. Universidad de Vigo, Vigo.
- Oliver, J. A. (2007). *Modelado comportamental de convertidores CC-CC para el análisis y simulación de sistemas distribuidos de potencia*. Universidad Politécnica de Madrid, Madrid.
- Pacheco, A. (2007). *Análisis de pérdidas del convertidor Buck Síncrono para Aplicaciones Móviles*. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico CENIDET, Cuernavaca.
- Tajuddin, M. F. N., y Rahim, N. A. (2009). *Small-signal AC modeling technique of Buck converter with DSP based Proportional-Integral-Derivative (PID) controller*. Industrial Electronics & Applications, 2009. ISIEA 2009. IEEE Symposium on.
- Tajuddin, M. F. N., et al. (2009). *State space averaging technique of power converter with digital PID controller*. TENCON 2009 - 2009 IEEE Region 10 Conference.
- Yan, Z., y Bolin, W. (2008). *A large signal dynamic model for buck-cascaded Buck-Boost converter in universal-input PFC applications*. Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on.