

# Convertidor Reductor con Control PID para Propósitos Educativos

Aurelio Beltrán Telles M. en I.<sup>1</sup>, Dr. Manuel Reta Hernández<sup>2</sup>,  
Francisco Eduardo Rodríguez López<sup>3</sup> y Dr. Francisco Eneldo López Monteagudo<sup>4</sup>

**Resumen**— Se presenta el prototipo de bajo costo de un convertidor Buck de pequeña capacidad, para la enseñanza del modelado y control del convertidor, utilizando la tarjeta de procesamiento digital de señales TMS320LF2407 y al software VisSim ECD para la implementación del control, y al IGBT IRG4PC50U y al controlador IR2110, para su construcción.

En el análisis se determinaron las ganancias del controlador PID para alcanzar las respuestas sobreamortiguadas en un cierto período de tiempo. Las pruebas efectuadas indicaron una operación adecuada para diferentes requirements de voltaje de salida. Asimismo, se probó la robustez del controlador PID variando la carga, encontrándose un voltaje de salida con alto valor de rizado.

**Palabras clave**— Convertidor Buck, control PID, ciclo de trabajo, modelado matemático, PWM.

## Introducción

En las últimas dos décadas, la electrónica de potencia ha tenido un impulso extraordinario, debido principalmente al desarrollo en la fabricación de dispositivos de estado sólido que pueden conmutar a altas velocidades y manejar altos voltajes y corrientes, como lo son los MOSFETs, los IGBTs y los GTOs. Su implementación se ha diversificado en diferentes aplicaciones como: variadores de velocidad para control de motores, convertidores cd-cd para fuentes conmutadas, seguidores de punto de máxima potencia MPPT en sistemas fotovoltaicos e inversores multinivel que permitan modificar el contenido de armónicos en líneas de transmisión Bose (2013).

En el campo de los inversores multinivel se han desarrollado una gran variedad de topologías, entre las que destacan el inversor multinivel con sujeción por punto neutro NPCMLI, el inversor multinivel con capacitores flotantes FC-MLI y el inversor multinivel de puentes H en cascada CHB-MLI. De ellos se desprenden algunas variantes como el inversor multinivel con sujeción a punto neutro activo ANP-MLI (Kouro et al. 2010 y Rodríguez et al. 2010). Cada uno de ellos puede expandirse de tres niveles a un número de niveles superior. En el campo de los convertidores de CD-CD también existe una gran variedad de estructuras y aplicaciones Buck, Boost, Cuk, etc. (Mohan et al. 2009 y Pressman et al. 2009).

Todo lo anterior justifica el desarrollo de prototipos de convertidores de potencia de bajo costo para el proceso de enseñanza-aprendizaje de la electrónica de potencia, que permitan formar el personal capacitado en esa área.

## Descripción del Prototipo

En esta sección se describe la estructura y circuitería del convertidor reductor Buck así como una forma de cálculo y selección de los componentes del mismo.

### Prototipo

En la Figura 1, se muestra el convertidor reductor, tarjeta de procesamiento digital de señales DSP TMS320LF2407 de Texas Instruments y computadora para la realización del sistema de control.

El diagrama esquemático del convertidor se muestra en la Figura 2, en donde se pueden observar los circuitos del convertidor, de acondicionamiento de las señales de disparo del conmutador electrónico IGBT IRG4PC50U, así como el circuito de sensado del voltaje de salida para realimentarlo en el sistema de control.

El prototipo se realizó para utilizarse en la enseñanza de los convertidores de corriente directa a corriente directa CD-CD, por lo que se tiene la posibilidad de cambiar componentes como la bobina, condensador y la carga. De ésta manera el estudiante tiene la posibilidad de rediseñarlo, realizar cálculos para determinar los valores de la bobina y del condensador para un comportamiento deseado.

<sup>1</sup> Aurelio Beltrán Telles M. en I es Profesor de Electrónica e Ingeniería de Control en la Universidad Autónoma de Zacatecas, Zacatecas, México. [atellesz@yahoo.com.mx](mailto:atellesz@yahoo.com.mx) (autor correspondiente)

<sup>2</sup> Dr. Manuel Reta Hernández Profesor de Sistemas Eléctricos de Potencia en la Universidad Autónoma de Zacatecas, México [manuelreta@yahoo.com](mailto:manuelreta@yahoo.com)

<sup>3</sup> Francisco Eduardo Rodríguez López Universidad Autónoma de Zacatecas, Zacatecas, México [franz\\_rdz@yahoo.com.mx](mailto:franz_rdz@yahoo.com.mx)

<sup>4</sup> Dr. Francisco Eneldo López Monteagudo Profesor de Máquinas Eléctricas de la Universidad Autónoma de Zacatecas, México, [eneldolm@yahoo.com](mailto:eneldolm@yahoo.com)



Figura 1. Sistema completo para realizar prácticas con el convertidor.

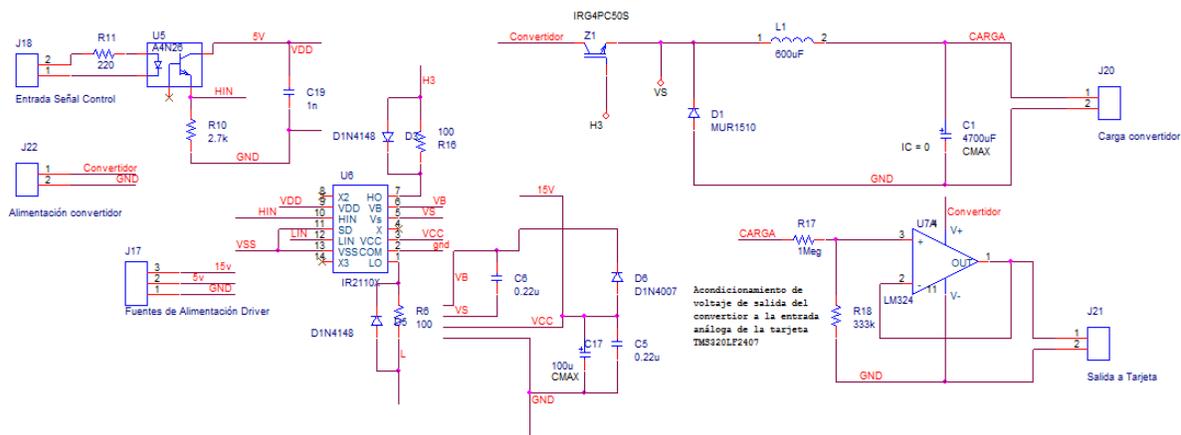


Figura 2. Esquemático del convertidor con los circuitos de acondicionamiento de señales.

### Cálculo de la inductancia.

Una forma sencilla de cálculo de los valores de la bobina, es utilizar el procedimiento descrito en (Mohan et al. 2009 y Pressman et al. 2009) para determinar el valor mínimo de  $L$  que indica el límite entre conducción en modo continuo y conducción en modo discontinuo. El cálculo de la inductancia se obtiene a partir de la variación de su corriente. La corriente máxima y mínima en la bobina,  $I_{max}$ , e  $I_{min}$ , se pueden estimar, respectivamente, por (1) y (2).

$$I_{m\acute{a}x} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = V_o \left( \frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2Lf} \right) \quad (1)$$

$$I_{m\acute{i}n} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = V_o \left( \frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right) \quad (2)$$

Donde:

$I_L$  = corriente constante en la bobina, en amperes,

$\Delta I_L$  = corriente de rizo en la bobina, en amperes,

$f$  = frecuencia de conmutación elegida, en hertz,

$R$  = resistencia de carga, en ohms,

$L$  = inductancia en henries,  
 $V_o$  = voltaje de salida,  
 $D$  = ciclo de trabajo.

Para la operación en modo continuo se requiere que  $I_{min} \geq 0$ ; por tanto, de (2) se obtiene el valor de  $V_o$  expresada en la desigualdad (3)

$$V_o \left( \frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right) \geq 0 \quad (3)$$

Despejando  $L$  de (3) se tiene que:

$$L \gg L_{min} = \frac{(1-D)}{2f} R \quad (4)$$

*Cálculo de la capacitancia.*

El valor de la capacitancia  $C$  del convertidor se puede calcular a partir del valor del rizado deseado  $r$  en el voltaje de salida, el cual depende de la frecuencia  $f$  y del ciclo de trabajo  $D$ , de acuerdo con (5) (Pressman et al. 2009 y semiconductor 2014).

$$C = \frac{(1-D)}{8Lf^2 r} \quad (5)$$

*Modelado Matemático del convertidor.*

Para obtener el modelo matemático del convertidor Buck, se analizó el circuito mostrado en la Figura 2, considerando que el IGBT es un interruptor cerrado y el diodo un interruptor abierto. Expresando a la impedancia de salida del convertidor en términos de transformada de Laplace,  $Z_o(s)$ , se tiene la expresión (6) Nise (2011).

$$Z_o(s) = \frac{R_L}{R_L C s + 1} \quad (6)$$

De la Figura 2, aplicando divisor de tensión y agrupando términos, se obtiene la función de transferencia o modelo matemático del sistema, indicado en (7), en donde  $V_o(s)$  es el voltaje de salida y  $V_i(s)$  es el voltaje de entrada.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\left( \frac{R_L}{R_L C s + 1} \right)}{\left( L s + \frac{R_L}{R_L C s + 1} \right)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{R_L C} s + \frac{1}{LC}} \quad (7)$$

Utilizando la ecuación (4) y haciendo un análisis para frecuencias de 10 kHz a 100kHz con ciclos de trabajo  $D = 0.1$  a  $D = 0.9$  se seleccionó un valor de  $L = 600 \mu\text{H}$  que permite trabajar en altas frecuencias y un capacitor grande para obtener un voltaje de salida aproximadamente constante  $C = 4700 \mu\text{F}$ , para una carga  $R_L = 60 \Omega$ . Sustituyendo estos valores en la función de transferencia del sistema (7), se obtiene la expresión (8).

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{354610}{s^2 + 3.546s + 354610} \quad (8)$$

La función de transferencia obtenida es un sistema de segundo orden de la forma (9), en donde  $K_e$  es la ganancia,  $\zeta$  es el coeficiente de amortiguamiento y  $\omega_n$  es la frecuencia natural del sistema (Ogata 2010 y Nise 2011).

$$\frac{Y(s)}{V(s)} = K_e \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (9)$$

Comparando las ecuaciones (8) y (9) se puede concluir que  $2\zeta\omega_n = 3.456$  y  $\omega_n^2 = 354610$ . El valor de  $\zeta$  determina el comportamiento del sistema y en este caso su valor es muy pequeño (entre 0 y 1), por lo que su comportamiento es subamortiguado.

*Sintonización del controlador PID.*

El método de sintonización del controlador PID por cancelación de polos, consiste en hacer una comparación entre la ecuación característica del controlador y la de la planta a controlar para igualar sus coeficientes. La ecuación característica del controlador PID se describe en (10).

$$\frac{V_C(s)}{E(s)} = \frac{T_d K_p}{s} \left( s^2 + \frac{1}{T_d} s + \frac{1}{T_d T_i} \right) \quad (10)$$

Donde:

$V_C(s)$  = transformada del voltaje entregado por el control,

$E(s)$  = transformada del error,

$K_p$  = ganancia proporcional,

$T_d$  = constante de derivación,

$K_d = K_p T_d$  es la ganancia derivativa,

$K_i = K_p / T_i$  es la ganancia integral,

$T_i$  = constante de integración.

Las raíces, conocidas como ceros, que resuelven la ecuación característica del control, deben cancelarse con las raíces conocidas como polos del sistema de la ecuación característica de la planta. Para ello se requiere que los coeficientes de ambas ecuaciones sean iguales, como se indica en (11) (Ogata 2010 y Nise 2011).

$$s^2 + \frac{1}{T_d} s + \frac{1}{T_d T_i} = s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{1}{LC} \quad (11)$$

Haciendo similitud de los coeficientes de (9) y de (11), se pueden obtener las expresiones de las constantes de derivación y de integración,  $T_d$  y  $T_i$ , respectivamente (12) y (13).

$$T_d = \frac{1}{2\zeta\omega_n} = RC \quad (12)$$

$$T_i = \frac{1}{\omega_n^2 T_d} = \frac{LC}{T_d} \quad (13)$$

Sustituyendo los valores de  $2\zeta\omega_n = 3.5461$  y de  $\omega_n^2 = 354\ 610$ , obtenidos anteriormente, se pueden determinar el valor de  $T_d$  y  $T_i$ .

$$T_d = \frac{1}{3.5461} = 0.282$$

$$T_i = \frac{1}{354610 \times 0.282} = 10 \times 10^{-6}$$

La función de transferencia de control en lazo cerrado, indicada en (14), donde  $V_o(s)$  es la transformada de Laplace del voltaje de salida del convertidor y  $V_d(s)$  es la transformada del voltaje deseado a la salida.

$$\frac{V_o(s)}{V_d(s)} = \frac{K_p K_e T_d \omega_n^2}{s + K_p K_e T_d \omega_n^2} \quad (14)$$

Para obtener la expresión de  $K_p$  se aplica una entrada escalón a la función de transferencia, para luego aplicar la transformada inversa de Laplace. Evaluando para que el sistema alcance el 98 % de su valor final en un tiempo de asentamiento especificado  $t_s$ , se obtiene la expresión (15).

$$K_p = \frac{4}{T_d K_e \omega_n^2 t_s} \quad (15)$$

Las ganancias  $K_i$  y  $K_d$  se obtienen con (16) y (17) respectivamente.

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \tag{16}$$

$$K_d = K_p T_d \tag{17}$$

El Cuadro I, muestra valores de las ganancias  $K_p$ ,  $K_i$  y  $K_d$  del control PID para tres diferentes tiempos de asentamiento  $t_s$ , de 5, 10 y 15 segundos.

CUADRO I  
GANANCIAS DEL CONTROLADOR PID

$t_s$ (segundos)	$K_p$	$K_i$	$K_d$
5	$8 \times 10^{-6}$	0.8	$2.25 \times 10^{-6}$
10	$4 \times 10^{-6}$	0.4	$1.128 \times 10^{-6}$
15	$2.66 \times 10^{-6}$	0.2667	$7.52 \times 10^{-7}$

### Resultados

El sistema de control se implementó utilizando el software VisSim ECD y la tarjeta de procesamiento de señales TMS320LF2407. En la Figura 3, se muestra el diagrama del programa del control PID del convertidor.

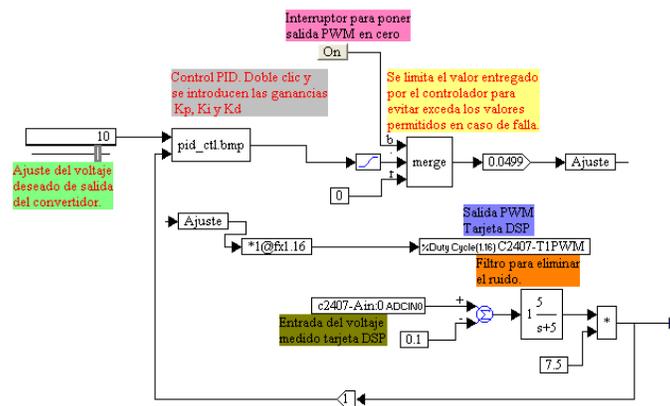


Figura 3. Programa de control realizado en VisSim ECD.

#### Prueba 1

En la prueba 1, el objetivo del programa de control fue obtener un voltaje deseado de salida de 6 volts en un tiempo de asentamiento de 10 segundos, y que ese voltaje permaneciera hasta los 33 segundos. En ese instante, el valor deseado cambia a 12 volts, nuevamente en el mismo tiempo de asentamiento de 10 segundos. En la Figura 4, se puede observar que el sistema entrega los voltajes indicados en la programación, en el tiempo y forma especificados.

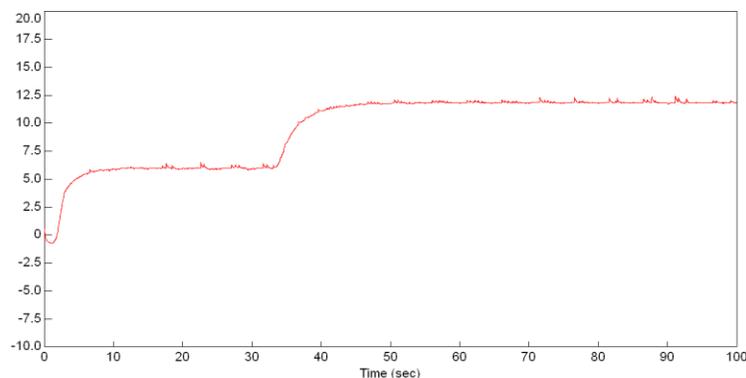


Figura 4. Respuesta del sistema cuando el valor deseado cambia después de un tiempo.

#### Prueba 2

En esta prueba, se modificó el valor de la carga del convertidor; en lugar de una carga de  $60 \Omega$ , se colocó como carga un motor de corriente directa. El valor de voltaje deseado en la salida fue de 10 volts en un tiempo de asentamiento de 10 segundos. En los resultados, el efecto que se observa es un marcado incremento en el rizado del voltaje de salida (Figura 5). Sin embargo, el valor promedio del voltaje de salida cumple con las especificaciones deseadas.

El resultado obtenido en esta prueba indica que al modificar la carga se modifica el modelo del sistema y, por lo tanto, si se quiere obtener el voltaje con las especificaciones indicadas se deben modificar las ganancias del control PID.

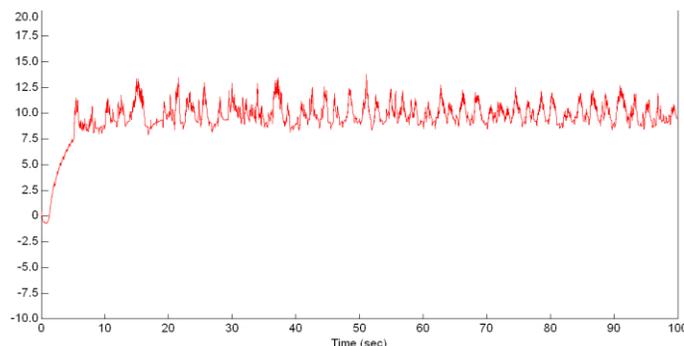


Figura 5. Voltaje de salida al variar la demanda de corriente al convertidor.

### Conclusiones

El funcionamiento del prototipo fue adecuado, de acuerdo con el diseño y modelado del mismo, para los rangos de frecuencia y carga especificados. De acuerdo con los resultados obtenidos se concluye que, el programa del control PID respondió adecuadamente a las diferentes pruebas realizadas, mostrando la robustez necesaria. Es posible diseñar y construir prototipos de convertidores de corriente directa del tipo reductor, de baja capacidad, a bajo costo, para ser utilizados en la enseñanza de la electrónica de potencia y se pueden modelar y controlar dichos prototipos implementando el control PID electrónicamente.

### Referencias

- B. K. Bose, "Global Energy Scenario and Impact of Power Electronics in 21st Century," IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 60, No. 7, July 2013.
- S. Kouro et al., "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 8, pag. 2553-2580, August 2010.
- J. Rodríguez, S. Bernet, P. K. Steimer and I. E. Lizama, "A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 7, pag. 2219-2230, July 2010.
- N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Electrónica de potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño, 3a. Ed., McGraw-Hill/Interamericana, 2009.
- A. I. Pressman, K. Billings, and T. Morey, Switching Power Supply Design, Third Ed., Mc Graw-Hill Co, 2009.
- ON Semiconductor (formerly a Division of Motorola), Switch-Mode Power Supply Reference Manual. SCILLC, Rev. 4, april, 2014.
- N. S. Nise, Control Systems Engineering, 6th Ed., John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- K. Ogata, Ingeniería de Control Moderna. 5ta. Ed., Prentice Hall: Pearson, 2010.