

CONSIDERACIONES DE DISEÑO ESTÁTICO Y DINÁMICO PARA CONVERTIDORES CC-CC

Considerations of static and dynamic design for converters DC-DC

RESUMEN

En este trabajo se presenta unas consideraciones de diseño estático y dinámico en un convertidor conmutado de corriente continua tipo Buck-Boost. El diseño estático consiste en la determinación de los elementos del convertidor a partir de los requerimientos o aplicaciones deseadas. El diseño dinámico consiste en un lazo de control que permita al convertidor en estado estable mantener la potencia máxima requerida en la carga ante pequeñas perturbaciones. Ambos diseños operan en modo de conducción continua. Se muestran los resultados mediante simulaciones comprobando los diseños propuestos. El cálculo de los parámetros, análisis e implementación se realizó mediante la utilización de los paquetes MAPLE, PSIM y MATLAB.

PALABRAS CLAVES: Buck-Boost, diseño, estabilidad, modelo promediado, rizado.

ABSTRACT

This paper presents some design considerations in static and dynamic DC-DC switching converter Buck-Boost type. The static design consists of the determination of the elements of the converter based on requirements or desired applications. The dynamic design consists of a control loop that allows the converter to maintain in stable state to maintain the maximum power required in the load before small disturbances. Both designs operate in continuous conduction mode. Results are shown through simulations verify the proposed designs. This implementation was done using packets MAPLE, PSIM and MATLAB.

KEYWORDS: Buck-Boost, design, stability, model averaged, ripple.

1. INTRODUCCIÓN

El campo Los convertidores CC-CC son circuitos electrónicos de potencia que convierten una tensión continua en otro nivel de tensión continua. Son altamente utilizados en la industria de gran desarrollo tecnológico debido a sus numerosas ventajas en el área de conversión de potencia [1], en la mayoría de los casos sus aplicaciones están orientadas a fuentes de poder, sistemas de potencia fotovoltaicos, pilas de combustibles entre otros, como primeras etapas de acondicionamiento [2]. Estos describen una topología sencilla fácil de trabajar, pero su dinámica es muy compleja debido a que son plantas de naturaleza no lineal, generalmente de fase no mínima, lo que dificulta el diseño de control que garantice la estabilidad y unas determinadas prestaciones frente a perturbaciones de carga o de línea [3], [4], [7]. El Buck-Boost es uno de estos convertidores conmutados utilizado para la inversión de la polaridad de tensión de la salida respecto a la entrada. Su tensión de salida puede ser tanto reductora como elevadora dependiendo de su ciclo de trabajo. Sus características dinámicas presentan una dependencia no lineal frente a variaciones del punto de trabajo para el cual se diseñan [1], [4].

Con el objetivo obtener los requerimientos deseados y buen comportamiento en la respuesta de salida de los convertidores conmutados CC-CC se realiza el diseño estático y dinámico del circuito electrónico. El diseño estático del convertidor consiste en el análisis del comportamiento de las variables de estado en régimen permanente, basado en la aplicación ó requerimientos deseados, tales como: tensión de entrada, período de conmutación, rizados relativos de las variables de estado, potencia y tensión de salida. De acuerdo a estos se obtiene los valores numéricos de los elementos del circuito como también el tipo dispositivo semiconductor a utilizar. Para el caso del diseño dinámico en base a lo anterior se adicionan lazos de control, los cuales actuarán sobre los elementos de conmutación modificando su tiempo de conducción, con el propósito de mejorar el transitorio y la estabilidad del sistema ante perturbaciones [1], [7], [8]. Tales controles se diseñan usualmente usando la linealización del modelo del convertidor en un cierto punto de operación, en ese caso perturbaciones de gran señal pueden deteriorar el transitorio de la tensión de salida o incluso desestabilizar el sistema. En la literatura se han encontrado diversos

CARLOS ANDRÉS TORRES P.

Ingeniero Electricista, M. Sc.
Estudiante de Doctorado en
Ingeniería Electrónica
Universitat Rovira i Virgili
carlosandres.torres@urv.cat

CARLOS RESTREPO P.

Ingeniero Electricista, M. Sc.
Estudiante de Doctorado en
Ingeniería Electrónica
Universitat Rovira i Virgili
carlos.restrepo@urv.cat

ALFONSO ALZATE G.

Ingeniero Electricista, M. Sc.
Profesor Titular
Programa de Ingeniería Eléctrica
Universidad Tecnológica de Pereira
alalzate@utp.edu.co

**Grupo de Investigación en
Electrónica de Potencia**

estudios que comparan diferentes técnicas de control convencional y no lineal enfocadas al mejoramiento del comportamiento de este tipo de plantas [1], [3], [5], [7]. Este trabajo pretende abordar consideraciones básicas en el diseño de los convertidores conmutados de CC-CC a partir del análisis estático y dinámico. El análisis del convertidor se realiza para el modo de conducción continua.

2. MODELO DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST

En la Figura 1 se muestra el diagrama circuital del convertidor Buck-Boost. Su principio de funcionamiento consiste en suministrar un voltaje de salida que sea menor o mayor que el voltaje de entrada con polaridad contraria.

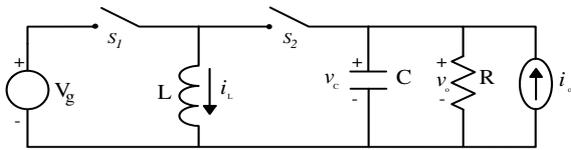


Figura 1. Diagrama Circuital del Convertidor Buck-Boost.

El comportamiento dinámico del convertidor es descrito en dos estados de operación, los cuales consisten en la posición de los interruptores **S1** y **S2** que son encendidos y apagados periódicamente a partir de una señal binaria **u** (Figura 2), siguiendo el criterio [7].

$$u = 1 \rightarrow \begin{cases} S_1 = T_{ON} \\ S_2 = T_{OFF} \end{cases} \quad (1)$$

$$u = 0 \rightarrow \begin{cases} S_1 = T_{OFF} \\ S_2 = T_{ON} \end{cases} \quad (2)$$

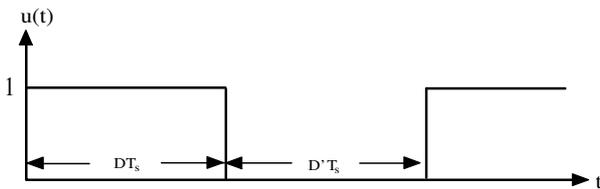


Figura 2. Forma de onda en régimen Permanente de u.

A partir de estos modos se obtiene las ecuaciones del modelo promediado del convertidor Buck-Boost. La suma entre el período de encendido **T_{ON}** y el período de apagado **T_{OFF}** es denominada período de conmutación **T_S**. Si la frecuencia de conmutación **1/T_S** es significativamente superior a las frecuencias naturales del convertidor, este modelo discontinuo puede ser aproximado por un modelo promediado, que contiene una nueva variable **d**. En el intervalo **[0, 1]**, **d** es una función continua y constituye el ciclo de trabajo del convertidor, que no es más que el valor medio de **u** en régimen estacionario.

$$d = \langle u \rangle$$

Cuando **u = 1**, las ecuaciones que describe el funcionamiento del convertidor son:

$$v_L = V_g = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_g}{L} \quad (3)$$

$$i_C = i_o - i_R$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_o}{C} - \frac{V_o}{RC}$$

Cuando **u = 0**, las ecuaciones que expresa el comportamiento del convertidor son:

$$v_L = v_C = V_o$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_o}{L} \quad (4)$$

$$i_C = i_o - i_R - i_L$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_o}{C} - \frac{V_o}{RC} - \frac{i_L}{C}$$

2.1 Modelo Dinámico

Las ecuaciones (3) y (4) se pueden combinar para obtener las variables del circuito en función de **d**, tal y como se muestra en (5)

$$\frac{di_L}{dt} = \left(\frac{V_g}{L} \right) d + \left(\frac{v_C}{L} \right) (1-d) \quad (5)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \left(\frac{i_o}{C} - \frac{v_C}{RC} \right) d + \left(\frac{i_o}{C} - \frac{v_C}{RC} - \frac{i_L}{C} \right) (1-d)$$

Las ecuaciones en (5) pueden ser descritas mediante el sistema de ecuaciones (6), el cual se le denomina modelo promediado en el espacio de estado.

$$\dot{x} \cong Ax + B \quad (6)$$

Este modelo utiliza una única matriz de transición, y proporciona unas trayectorias de estado continuas y suaves, no tiene en cuenta el rizado de conmutación. El comportamiento del convertidor durante **T_{ON}** y **T_{OFF}** puede ser expresado mediante la siguiente expresión:

$$\dot{x} \cong A_i x + B_i \quad i = 1, 2. \quad (7)$$

Donde:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ i_o \\ C \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ i_o \\ C \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$x = [i_L \ v_C]^T$$

El modelo promediado de la ecuación (6) puede ser reescrito con suficiente exactitud de la siguiente manera:

$$\dot{x} = [A_1 d + A_2 (1-d)]x + [B_1 d + B_2 (1-d)] \quad (9)$$

Escribiendo el ciclo de trabajo d como un valor nominal D más las variaciones $\tilde{d}(t)$, y definiendo las perturbaciones $\tilde{x}(t)$ del vector de estado respecto al valor nominal del vector de estado como:

$$x = X + \tilde{x} \quad (10)$$

$$d = D + \tilde{d}$$

Cabe notar que la dinámica será lineal para entrada constante ($\tilde{d}(t) = 0$) o para estado constante ($\tilde{x}(t) = 0$)

puesto que el término no lineal $(A_1 - A_2)\tilde{x}\tilde{d}$ es nulo en estos casos. Este término producto de $\tilde{x}\tilde{d}$ se denomina

término bilineal. Puesto que los términos no lineales en la dinámica de los convertidores son bilineales, la dinámica de los convertidores es bilineal. Reemplazando (9) en (10) y considerando el sistema lineal, se obtiene el modelo en variables de estado del convertidor Buck-Boost de pequeña señal.

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1-D}{L} \\ -\frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L(1-D)} \\ \frac{V_g D}{RC(1-D)^2} \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (11)$$

Basado en (11) se puede deducir la función de transferencia como:

$$G(s) = \frac{\tilde{x}_2(s)}{\tilde{d}(s)} = -\frac{V_g}{(1-D)^2} \frac{\left[1 - \frac{LD}{(1-D)^2} s\right]}{\left[1 + \frac{L}{R(1-D)^2} s + \frac{LC}{(1-D)^2} s^2\right]} \quad (12)$$

2.1 Modelo Estático

A partir de las ecuaciones que describen el funcionamiento del convertidor mencionadas en (3) y (4), se puede deducir criterios para encontrar los valores de los elementos del circuito de acuerdo a los requerimientos deseados. En estas ecuaciones se puede observar que la variación de la corriente en el inductor es una constante, el cual pueden ser expresadas como:

$$\left(\frac{\Delta i_L}{\Delta t}\right)_{u=1} = \frac{\Delta i_L}{DT_S} = \frac{V_g}{L} \quad (13)$$

$$\left(\frac{\Delta i_L}{\Delta t}\right)_{u=0} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T_S} = \frac{V_o}{L}$$

Por lo tanto:

$$(\Delta i_L)_{u=1} = \frac{V_g DT_S}{L} \quad (14)$$

$$(\Delta i_L)_{u=0} = \frac{V_o (1-D)T_S}{L}$$

Cuando el circuito funciona en régimen permanente, la variación neta de la corriente en el inductor debe ser nula en un período. De la ecuación (14) se obtiene:

$$(\Delta i_L)_{u=1} + (\Delta i_L)_{u=0} = 0$$

$$\frac{V_g DT_S}{L} + \frac{V_o (1-D)T_S}{L} = 0 \quad (15)$$

Despejando V_o se obtiene:

$$V_o = -V_g \frac{D}{1-D} \quad (16)$$

Este resultado también se puede comprobar con la ley de Faraday, que dice que la tensión en terminales de un inductor durante un período completo será cero.

$$\int_0^{T_S} v_L(t) dt = V_g DT_S + V_o (1-D)T_S = 0 \quad (17)$$

Por lo tanto la relación entrada-salida del convertidor Buck-Boost es:

$$M(D) = \frac{V_o}{V_g} = -\frac{D}{1-D} \quad (18)$$

De acuerdo a la ecuación (18) y sabiendo que $0 < D < 1$

se obtienen los valores permitidos para el voltaje de salida, tal y como se observa en la Figura 3. Allí se puede observar, que cuando $D > 0.5$, la salida será mayor que

la entrada, y si $D < 0.5$, la salida será menor que la

entrada. Por lo tanto, este convertidor combina las características de los convertidores reductor y elevador, tal y como se menciono al inicio de esta sección. En las Figuras 4, 5 y 6 se muestran las formas de onda del voltaje y corriente del convertidor.

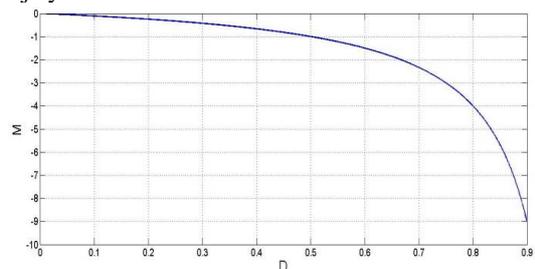


Figura 3. Relación V_o/V_g .

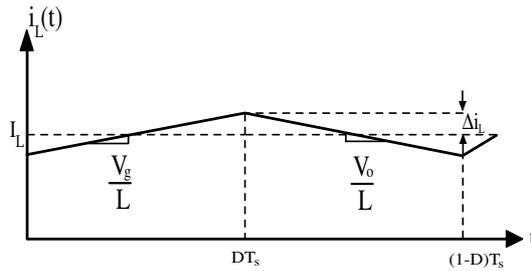


Figura 4. Forma de Onda Corriente Inductor.

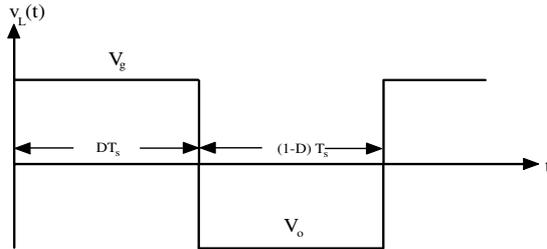


Figura 5. Forma de Onda Voltaje Inductor.

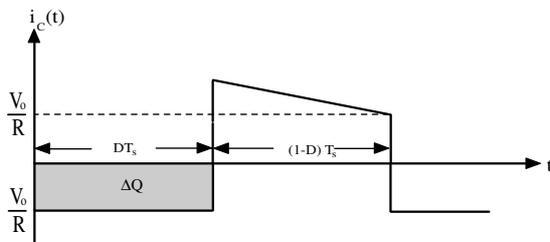


Figura 6. Forma de Onda Corriente en el Condensador.

La potencia absorbida por la carga debe ser igual a la entregada por la fuente

$$P_o = P_g$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad P_g = V_g I_g$$

(19)

Por lo tanto la corriente en la entrada del circuito es igual a:

$$I_g = \frac{V_o^2}{R V_g} \quad (20)$$

La corriente media de la fuente se relaciona con la corriente media en el inductor del siguiente modo [1], [6]:

$$I_g = I_L D \quad (21)$$

Igualando (20) y (21) y reemplazando posteriormente (18) y despejando I_L tenemos:

$$I_L = \frac{V_g D}{R(1-D)^2} \quad (22)$$

A partir de la Figura (3) y las ecuaciones (14) y (22) las corrientes máximas y mínima para el inductor son:

$$I_{Lmin} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (23)$$

$$I_{Lmax} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2}$$

Igualando I_{Lmin} a cero, se obtiene el límite entre la corriente en modo continuo y modo discontinuo.

$$L_{min} = \frac{R(1-D)^2}{2f_s} \quad (24)$$

donde f_s es la frecuencia de conmutación. Otro criterio para determinar el valor de I_L es basado en el rizado deseado. A partir de la Figura 3 se puede deducir el valor del inductor como:

$$(2\Delta i_L) = \frac{V_g}{L} DT_s \quad (25)$$

$$L = \frac{V_g DT_s}{2\Delta i_L}$$

Del mismo modo la variación periódica del voltaje de salida o rizado del convertidor, se calcula basado en la relación entre el voltaje y la corriente del condensador. La corriente del condensador dada en las ecuaciones (3) y (4) se ilustra en la Figura 6. El condensador se carga cuando la corriente en él es positiva. A partir del concepto de capacidad se deduce el rizado en el voltaje de salida.

$$Q = CV_o$$

$$\Delta Q = C\Delta V_o \quad (26)$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}$$

La variación de la carga, $|\Delta Q|$, es el área bajo la curva que se muestra en la Figura 6:

$$|\Delta Q| = \frac{V_o}{R} DT_s \quad (27)$$

$$\Delta V_o = \frac{V_o D}{RCf_s}$$

De igual forma que para el inductor, se puede determinar el valor del condensador a partir del rizado deseado del voltaje de salida.

$$C = \frac{V_o D}{R\Delta V_o f_s} \quad (28)$$

3. APLICACIÓN NUMÉRICA

De acuerdo a lo descrito en la sección 2 se procede a realizar el diseño del convertidor Buck-Boost.

3.1 Diseño Estático

En la realización de este diseño es necesario establecer los parámetros para el cálculo de los componentes que integran el convertidor. Los parámetros establecidos son los mostrados en la Tabla 1.

V_g	20V	P_o	100W	$\frac{\Delta i_L}{I_L}$	15%
V_o	-30V	T_s	10 μ s	$\frac{\Delta v_L}{V_C}$	0.25%

Tabla 1. Especificaciones estáticas del convertidor.

Donde P_o , V_o son la potencia y el voltaje que se desea a la salida del convertidor; T_s es el período de conmutación; $\frac{\Delta i_L}{I_L}$, $\frac{\Delta v_L}{V_C}$ son los rizados relativos que se desean en cada elemento del convertidor. Con el valor de voltaje y potencia de salida podemos determinar el valor de R de la carga.

$$R = \frac{V_o^2}{P_o} = 9\Omega \quad (29)$$

De igual manera se calcula el ciclo de trabajo requerido a partir de la ecuación (18)

$$D = 0.6 \quad (30)$$

Con los valores de R y D encontrados y los parámetros establecidos, se determina los valores de los elementos del convertidor a partir de las ecuaciones (24), (25) y (28).

$$L_{min} = 7.2\mu H \quad L = 48\mu H \quad (31)$$

$$C = 133\mu F$$

3.2 Diseño Dinámico

Para el análisis dinámico del convertidor primero se estudia el comportamiento en fase y magnitud del convertidor en lazo abierto, a partir de la función de transferencia descrita en (12).

$$G(s) = -125 \frac{[1 - (2 \times 10^{-5})s]}{[1 + (3 \times 10^{-5})s + (4 \times 10^{-8})s^2]} \quad (32)$$

- Ceros:

$$Z_1 = 50.000 \quad (33)$$

- Polos:

$$P_{1,2} = -417,71 \pm j5000 \quad (34)$$

Como vemos la función de transferencia del sistema contiene un cero del lado derecho en el plano s , un sistema de esta característica se le denomina *sistema de fase no mínima*. El sistema de fase no mínima es de respuesta lenta ya que la fase tiende a tener un retraso considerable a frecuencias infinitas ($\omega = \infty$). La respuesta en magnitud y fase del convertidor Buck-Boost se observa en la Figura 7. El sistema es inestable debido a

que el margen de fase PM es de 125° con margen de ganancia GM de $41.9db$, y un ancho de banda muy reducido, es decir la frecuencia de cruce ($0db$) esta ubicada en $\omega = 11.8kHz$. Un ancho de banda grande corresponde a un tiempo de levantamiento pequeño o a una respuesta rápida. En términos generales, puede decirse que el ancho de banda es proporcional a la velocidad de respuesta.

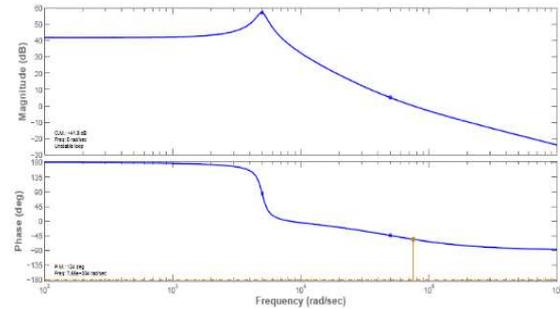


Figura 7. Magnitud y fase del convertidor lazo abierto con ganancia unitaria.

Diseño del controlador: El tipo de controlador a utilizar es el mostrado a continuación:

$$C(s) = k \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{s(\tau_3 s + 1)} \quad (35)$$

Este controlador contiene dos ceros, un polo y un polo en el origen (error de estado estacionario). Como criterio de diseño los ceros se colocarán entorno a los polos del convertidor, y el polo cercano a la frecuencia del cero de fase no mínima. La frecuencia de corte deseada ω_{CD} debe ser mucho menor que la frecuencia del cero de fase no mínima ω_{ZFNM} , por lo tanto como criterio se puede decir que:

$$\omega_{CD} = \frac{\omega_{ZFNM}}{4} \quad (36)$$

A partir de la ecuación (36) se puede considerar que uno o los dos ceros del controlador pueden estar ubicados una década por debajo de la frecuencia de corte deseada.

$$\omega_z = \frac{\omega_{CD}}{10} \quad (37)$$

De igual forma el polo se puede ubicar a la misma frecuencia del cero de fase no mínima del convertidor.

$$\omega_p = \omega_{ZFNM} \quad (38)$$

Para la selección de k se tiene en cuenta que el sistema en lazo cerrado, se encuentre entre las condiciones de estabilidad [10], y que la frecuencia de cruce por cero ω_{CB} sea muy inferior a la mitad de la frecuencia de conmutación. Además con el fin de que el control sea

robusto se tiene en cuenta que la magnitud de la función de sensibilidad $S(s)$ de la ecuación (39) sea menor que uno [1], esto con el fin de rechazar perturbaciones.

$$S(s) = \frac{1}{1 + C(s)G(s)} \quad (39)$$

Por lo tanto a partir de (36), (37), y (38), y satisfaciendo las condiciones de márgenes de ganancia y fase y que $S(s) < 1$ tal y como se observa en las Figuras 8 y 9 respectivamente se calcula el controlador $C(s)$.

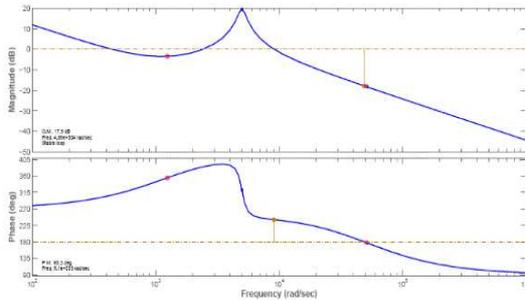


Figura 8. Magnitud y fase del convertidor lazo cerrado.

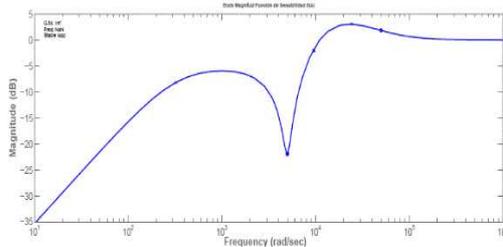


Figura 9. Magnitud Función Sensibilidad.

4. SIMULACIONES

A continuación se ilustran en las Figuras 10 y 11 los resultados del voltaje de salida y corriente en el inductor respectivamente del convertidor Buck-Boost de la Figura 1, utilizando los elementos y controlador encontrados. La simulación se realizó para el convertidor en lazo abierto y cerrado con perturbación en la carga de 4 A a los 15 ms.

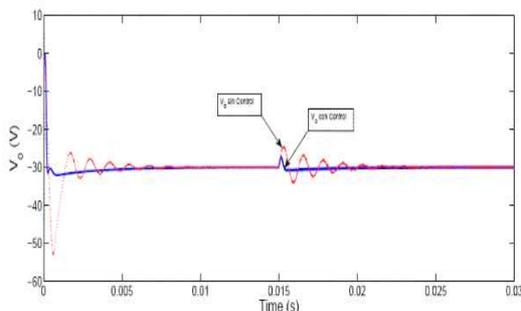


Figura 10. Voltaje de Salida V_o .

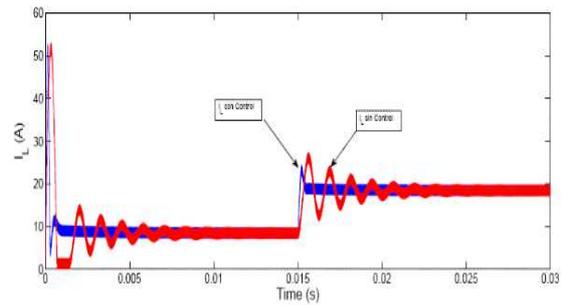


Figura 11. Corriente en el Inductor I_L .

4. CONCLUSIONES

El procedimiento planteado en este trabajo permite realizar el diseño estático y dinámico básico para un convertidor Buck-Boost operando en modo de conducción continua. Las respuestas de las simulaciones muestran un comportamiento dinámico bueno de las variables de estado del convertidor, a pesar que el control de este tipo de sistemas con cero de fase no mínima en modo de voltaje, son difíciles de realizar. Una de las formas de mejorar la respuesta del sistema es agregando elementos adicionales ó técnicas más robustas que eliminen de una forma u otra el efecto del cero de fase no mínima.

5. BIBLIOGRAFÍA

- [1] R. Erickson, Fundamental of Power Electronics. University of Colorado: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [2] M. I. A. Orozco, "Control No Lineal de Convertidores Conmutados cc/cc: Análisis de Prestaciones y Verificación Experimental," Ph.D. disertación, Universidad Politécnica de Cataluña, 2006.
- [3] R. L. Grasa, "Control de Convertidores Conmutados Mediante Técnicas No Lineales: Pasividad, Linealización Entrada-Salida y Redes Neuronales," Ph.D. disertación, Universidad Politécnica de Cataluña, 2000.
- [4] T. M. U. N. Mohan and W. P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design. Media Enhanced Third Edition, 2003.
- [5] A. A. C. Olalla and R. Leyva, "Análisis y diseño de convertidores cc/cc elevadores mediante control QFT," in seminario Anual de Electrónica y Automática Industrial, SAAEI'2006, 2006.
- [6] S. N., "Study of Two of Control Strategies Based in
- [7] J. Calvente, "Control en Modo Deslizante Aplicado a Sistemas de Acondicionamiento de Potencia de Satélites," Ph.D. disertación, Universidad Politécnica de Cataluña, 2001.
- [8] K. Ogata, Ingeniería de Control Moderno. Electrónica Industrial: Pearson Prentice Hall, 2003.