# Development of a Four-Switch Buck-Boost Converter: Operation Modes, Control and Experimental Results

M. Ceci, and M. D'Amico, Member, IEEE

Abstract—This paper presents the development and practical implementation of a four-switch buck-boost converter for variable input voltage. The circuit operates in buck or boost mode when the input values are higher or lower than the output. For voltages near the required level, the traditional buck-boost mode is replaced by modes A and B consisting in the combination of some periods working in buck mode with others working in boost mode. The sequence and duty cycle assignment of these transition modes are defined according to an approach based on steady-state analysis and discrete-time models. The digital system is completed by the addition of a voltage control loop that regulates the output under possible perturbations. Experimental results show that the proposed modes A and B present less ripple and appreciable less losses than the buck-boost counterpart. Thus, the prototype achieves efficiencies above 95% for all the input range and nominal load.

Index Terms—Digital control, Energy efficiency, Switching converter.

# I. INTRODUCCIÓN

OS convertidores conmutados cc-cc han adquirido un rol especialmente importante en la industria de los sistemas satelitales, los vehículos eléctricos y los dispositivos portátiles como las computadoras personales, teléfonos celulares, cámaras digitales, etc., pues permiten transformar los niveles de tensión de corriente continua de manera cada vez más eficiente, prolongando así el tiempo útil de sus elementos de almacenamiento de energía [1-7].

Cuando se utilizan baterías, la tensión entregada puede ser mayor o menor que el nivel requerido a medida que éstas se cargan o descargan. Para mantener regulada la tensión es común que se utilicen convertidores reductores-elevadores. Entre las topologías conocidas, existe una en particular que deriva del convertidor *Buck-Boost* no inversor [8]. El circuito está compuesto por cuatro transistores que operan de a pares de manera independiente. Esto posibilita la implementación de distintos esquemas de operación, llevando la eficiencia del circuito por encima del *Buck-Boost* tradicional [9-14].

This work was supported by SGCyT at UNS (PGI 24/K087) and ANPCyT (PICT 2014-2161).

M. F. Ceci is with INVAP, San Carlos de Bariloche, Argentina, martinceci83@gmail.com.

M. B. D'Amico is with Instituto de Investigaciones en Ing. Eléctrica (UNS-CONICET), Dpto. de Ing. Eléctrica y de Computadoras, Universidad Nacional del Sur, Bahia Blanca, Argentina, mbdamico@uns.edu.ar. El convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves (BB4S) funciona como un convertidor *Buck* cuando la tensión de entrada está por encima de la salida y como un *Boost* cuando la tensión está por debajo. Para tensiones de entrada cercanas al nivel de salida los tiempos de apagado (en el modo *Buck*) o de encendido (en el modo *Boost*) de las llaves se hacen cada vez más pequeños. Idealmente, este hecho no sería un inconveniente, planteándose un cambio suave de un modo de operación hacia el otro. Debido a no idealidades inevitables en la práctica como los retardos, el ruido de conmutación, etc., los ciclos de trabajo tienen siempre límites superiores e inferiores. Si se violan estas restricciones, el convertidor BB4S pierde controlabilidad y los transitorios de la tensión de salida empeoran [14-15].

La manera más simple de mitigar este inconveniente práctico es hacer que el convertidor opere como *Buck-Boost* en la zona donde la tensión de entrada es cercana a la de salida. Sin embargo, al conmutar las cuatros llaves se deteriora la eficiencia [13-15]. Pueden encontrarse en la literatura distintas alternativas de funcionamiento para el BB4S que logran una transición lo más suave posible entre los modos *Buck* y *Boost*. Cada una de las metodologías está basada en una teoría específica. Las propuestas van desde el uso de rampas de compensación, lazos de histéresis hasta implementación de modos intermedios, entre otras [13-19].

En particular, la implementación de modos intermedios consiste en combinar períodos donde el BB4S opera como *Buck* con otros donde opera como *Boost* [10, 14, 20]. En el llamado modo A, el número de períodos como *Buck* es mayor o igual que el número de períodos como *Boost*, garantizando que la tensión de salida sea menor que la tensión de entrada. En el modo B, la relación es inversa, permitiendo que la tensión de salida pueda ser mayor que la tensión de entrada. La utilización de estos modos combinados ofrece cierta versatilidad pues el comportamiento en las transiciones depende de cómo se defina la cantidad de períodos que el convertidor funciona como *Buck* o como *Boost* y de cómo se asignen los ciclos de trabajo de las llaves.

Así, por ejemplo, la estrategia de asignación propuesta en [14] está basada en la minimización en promedio de la derivada de la tensión de salida. La expresión de dicha derivada se obtiene a partir de los modelos promediados del convertidor en los modos *Buck* y *Boost*. Además, se asume que los ciclos de trabajo de las llaves en cada modo combinado son fijos. Pensando en una implementación digital, se determina en [20] cuáles son las mejores combinaciones para los modos A y B de acuerdo a la minimización del error

medio cuadrático entre el nivel de la tensión de salida al inicio de cada período de conmutación y el valor de salida deseado.

En el algoritmo planteado la tensión se estima utilizando los modelos no lineales de tiempo discreto de los modos *Buck* y *Boost*. Se analizan además dos alternativas para relacionar los dos ciclos de trabajo. En una de ellas, los períodos operando como *Buck* y como *Boost* se implementan con el mismo ciclo de trabajo. En la segunda, los ciclos van variando gradualmente con el fin de reducir las transiciones en los valores cuando se pasa del modo *Buck* al modo *A* y del modo *B* al modo *Boost*.

En este trabajo se presenta el diseño, desarrollo e implementación práctica del BB4S incorporando los modos A y B. Se formaliza aquí el enfoque presentado en [20] para el caso donde se emplean los mismos ciclos de trabajo para ambas llaves. Además del bloque de control que realiza los cambios de modo, se agrega al convertidor un segundo lazo digital para mantener regulada la tensión de salida ante posibles perturbaciones. Para facilitar la implementación, se utiliza un único controlador del tipo PI. Como los desempeños dinámicos en los distintos modos de funcionamiento no presentan cambios cualitativos importantes, las ganancias se determinan considerando la función transferencia que representa el caso más crítico. Los ensayos experimentales muestran que el sistema completo presenta comportamientos adecuados y la tensión se mantiene regulada ante distintas variaciones. Las eficiencias alcanzadas por el prototipo llegan a niveles por encima del 95%, encontrándose dentro de los rangos admisibles en estos tipos de aplicaciones [14, 15].

El trabajo se organiza de la siguiente manera. En la Sección I se presentan los posibles modos de funcionamento del convertidor. En la Sección II se describen las etapas de control del sistema. En la Sección III se realiza el diseño de la fuente de acuerdo a las especificaciones establecidas. Los resultados experimentales obtenidos al ensayar el prototipo de laboratorio se incluyen en la Sección IV. Finalmente, las conclusiones se resumen en la Sección V.

#### II. OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR

El convertidor *Buck-Boost no inversor* es una de las topologías reductoras-elevadoras más sencillas donde la tensión de salida posee la misma polaridad que la tensión de entrada [8]. El diagrama del circuito en su versión sincrónica se muestra en la Fig. 1, donde  $V_{in}$  es la tensión de entrada,  $V_o$  es la tensión de salida,  $L \ y \ C$  son la bobina y el capacitor que forman el filtro,  $R_L$  es la resistencia de carga y  $S_I$  a  $S_4$  son transistores trabajando como llaves. El par  $S_I$ - $S_2$  opera de manera complementaria mediante la señal de modulación PWM1 mientras que el par  $S_3$ - $S_4$  opera, también complementariamente, con la señal PWM2. Ambas ondas cuadradas tienen la misma frecuencia de conmutación  $f_s = 1/T_s$  y poseen ciclos de trabajo  $d_1 = t_{on1}/T_s \ y \ d_2 = t_{on2}/T_s$ , donde  $t_{on1} \ y \ t_{on2}$  representan los tiempos de encendido de los transistores.

Una de las formas de funcionamiento de este convertidor consiste en utilizar la misma señal PWM (con su complemento) para operar los dos pares de transistores [8]. En ese caso,  $S_1$  y  $S_3$  están encendidos simultáneamente durante el intervalo  $d_1T = d_2T$  mientras que  $S_2$  y  $S_4$  están apagados. Así, la energía fluye desde  $V_{in}$  hacia el inductor L y el capacitor C se descarga sobre la carga. Durante  $(1 - d_1)T = (1 - d_2)T$ , las señales se complementan y  $S_2$  y  $S_4$  están encendidos mientras que  $S_1$  y  $S_3$  están apagados.



Fig. 1. Diagrama del convertidor Buck-Boost no inversor de cuatro llaves.

El inductor se conecta ahora sobre la salida y la energía es transferida a C y  $R_L$ . La relación de conversión es

$$V_o = \frac{d_1}{1 - d_1} V_{in} \tag{1}$$

y entonces la tensión es reducida cuando  $d_1 < 0.5$  y elevada cuando  $d_1 > 0.5$ . Al operar siempre con dos llaves simultáneamente, las pérdidas por conducción y conmutación naturalmente se duplican [13-14].

Ahora bien, operando los pares de llaves de manera independiente  $(d_1 \neq d_2)$ , se logran esquemas de funcionamiento alternativos como se muestran en la Fig. 2. Lo que se busca es reducir el número de conmutaciones de las llaves para así mejorar el rendimiento del circuito. Básicamente, cuando  $V_{in}$  es mayor o menor que  $V_o$  prevalecen los modos clásicos.

**Modo** *Buck*: Sólo conmutan las llaves  $S_1$  y  $S_2$  a través de la señal PWM1 mientras  $S_3$  se mantiene siempre apagada ( $S_4$  encendida). Resulta así

$$V_o = d_1 V_{in} \tag{2}$$

**Modo** *Boost*: Sólo conmutan las llaves  $S_3$  y  $S_4$  a través de la señal PWM2 mientras  $S_1$  se mantiene encendida ( $S_2$  apagada). De esta manera,

$$V_o = \frac{V_{in}}{1 - d_2} \tag{3}$$

A medida que el valor de  $V_{in}$  se acerca a  $V_o$ , los tiempos de apagado  $((1 - d_1)T$  para el modo *Buck*) o de encendido  $(d_2T$ para el modo *Boost*) de las llaves se hacen cada vez más pequeños. Idealmente, este hecho no sería un inconveniente, planteándose un cambio suave de un modo de operación hacia el otro. Pero, en realidad, los semiconductores presentan retardos o velocidades de conmutación que limitan los valores efectivos que pueden adoptar los ciclos de trabajo. Si se violan estas restricciones, el convertidor pierde controlabilidad y los transitorios de la tensión de salida empeoran [14-15]. Para evitar esta situación, una alternativa es cambiar del modo *Buck* al modo *Boost*, o viceversa, pasando por otro/s modo/s de funcionamiento intermedio/s. En el esquema más simple de la Fig.2(a), el convertidor opera dentro de la zona  $(V_{inBu-min}, V_{inBo-max})$  como el *Buck-Boost* no inversor tradicional donde  $d_1 = d_2 = d$ . En las transiciones que se plantean en este escenario, el ciclo de trabajo  $d_1$  pasa de un valor cercano a 1 a otro cercano a 0.5, o viceversa, y, análogamente,  $d_2$  pasa de un valor cercano a 0.5 a otro cercano a 0. En cualquiera de los casos, se producen cambios abruptos en la tensión de salida.

Para suavizar los transitorios, se introducen los modos adicionales que se presentan en la Fig. 2(b). Estos modos combinados consisten en hacer que el circuito conmute una cantidad  $\alpha$  de períodos en modo *Buck* y otra cantidad  $\beta$  en modo *Boost*. La secuencia se repite periódicamente y por el tiempo que  $V_{in}$  se encuentre dentro de dicho intervalo.



Fig. 2. Esquemas de funcionamiendo del BB4S. (a) Operación con los modos básicos *Buck*, *Buck-Boost* no inversor y *Boost*. (b) Operación incluyendo el modo *A* (MA) y el modo *B* (MB) en las transiciones. (c) Operación donde el modo *Buck-Boost* es reemplazado diretamente por los modos *A* y *B*.

**Modo** *A*: Como  $V_{in} > V_o$ , se tiene que  $\alpha > \beta$ , predominando los períodos donde el convertidor opera como *Buck*.

**Modo** *B*: Como  $V_{in} < V_o$ , se tiene que  $\alpha < \beta$ , predominando los períodos donde el convertidor opera como *Boost*.

En ambos modos, la relación entrada-salida en estado estacionario se obtiene realizando el balance volt-segundo sobre el inductor del circuito de la Fig. 1 pero considerando que el período real es  $T = (\alpha + \beta)T_s$ . Se llega así a que

$$V_o = \frac{\alpha \, d_1 + \beta}{\alpha + \beta (1 - d_2)} V_{in} \tag{4}$$

Como en los modos A y B las cuatro llaves no conmutan siempre, la eficiencia del circuito aumenta naturalmente respecto al modo *Buck-Boost* no inversor. Por ello, surge el esquema alternativo de la Fig. 2(c) donde los modos combinados son implementados directamente en todo el intervalo central (V<sub>inBu-min</sub>, V<sub>inBo-max</sub>).

#### III. ESTRUCTURA DEL CONTROL

Como se ilustra en la Fig. 3, el sistema completo que se propone en este trabajo posee dos etapas de control implementadas de manera digital. La primera identificada principalmente con el bloque "Control de Modo" establece el modo de operación del circuito de acuerdo a la medición de la tensión de entrada y además fija el valor del ciclo de trabajo que corresponde en estado estacionario. La segunda etapa identificada por el controlador D(z) regula la tensión de salida ante posibles perturbaciones en los parámetros o en la carga.



Fig. 3. Diagrama en bloques de la estructura de control implementada para el *Buck-Boost* de cuatro llaves.

#### A. Control de Modo

Elegido el esquema de funcionamiento (Fig. 2), se definen los rangos de tensión que abarcan cada uno de los modos posibles de operación. Luego, el control se ocupa de comparar la medición de  $V_{in}$  respecto del nivel de salida establecido y de determinar en qué modo debe operar el convertidor. En esta etapa, se actualizan además los valores de los ciclos de trabajo de las señales PWM1 y PWM2 en el estado estacionario.

Dentro de cada modo, el cálculo de  $d_1$  o  $d_2$  se realiza a partir de las relaciones entrada-salida (1) a (4) que se detallan en la Sección II. En particular, se observa en (4) que los ciclos de trabajo en los modos A y B no están unívocamente determinados. Además, estos dependen de la cantidad de períodos  $\alpha$  y  $\beta$  que el convertidor opere como *Buck* y como *Boost*, respectivamente.

En [20] se proponen dos alternativas que logran disminuir las transiciones y mejorar la regulación. Como poseen desempeños muy similares, se adopta aquí la opción que simplifica la operación del convertidor pues los períodos en modo *Buck* y en modo *Boost* se implementan con el mismo ciclo de trabajo. Con base en (4), resulta

$$d_{1} = d_{2} = \frac{\alpha V_{o} + \beta (V_{o} - V_{in})}{\alpha V_{in} + \beta V_{o}}$$
(5)

La combinación  $\alpha$ - $\beta$  que se utiliza en la operación de estos modos es aquella que minimiza la función objetivo

$$f(\cdot) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} (v_o(kT) - V_o)^2$$
(6)

y que representa el error medio cuadrático entre el valor (o muestra) de la tensión de salida al inicio del período de conmutación  $v_o(kT)$  y el nivel deseado  $V_o$  para un número N de períodos. El valor asignado a N debe ser lo suficientemente grande como para incluir el transitorio y estacionario del sistema. Esta minimización se realiza fuera de línea mediante un algoritmo que busca los óptimos globales de  $\alpha$  y  $\beta$  en el intervalo (V<sub>inBu-min</sub>, V<sub>inBo-max</sub>). Para ello, se tienen en cuenta los parámetros del convertidor y los estados del circuito se simulan a través de los modelos no lineales discretos. La expresión general es

$$x((k+1)T) = \emptyset(d)x(kT) + \varphi(d)V_{in}$$
(7)

donde k representa a múltiplos del período de conmutación pues se muestrea a la misma frecuencia,  $x(kT) = [i_L(kT) v_o(kT)]^T$  y además,

$$\begin{split} \phi(d) &= e^{A_2(1-d)T_s} e^{A_1 dT_s}, \\ \varphi(d) &= e^{A_2(1-d)T_s} (e^{A_1 dT_s} - I) A_1^{-1} B_1 + (e^{A_2(1-d)T_s} \\ &- I) A_2^{-1} B_2. \end{split}$$

Las matrices correspondientes al encendido  $(A_1 ext{ y } B_1) ext{ y}$ apagado  $(A_2 ext{ y } B_2)$  de la llave en cada modo de operación se encuentran en el Apéndice.

## B. Controlador D(z)

Esta etapa consiste en un lazo de realimentación en tensión que actúa sobre el ciclo de trabajo de las señales PWM1 o PWM2 en cada período de conmutación. El controlador es lineal y común a todos los modos de operación. Se busca así tener una implementación sencilla e independiente del funcionamiento del circuito.

Para diseñar el controlador se necesita linealizar (7) en el entorno de un punto de trabajo. Considerando que  $x(kT) = X + \hat{x}(kT)$  y  $d = D + \hat{d}(kT)$ , resulta

$$\hat{x}((k+1)T) = \Phi(D)\hat{x}(kT) + \Gamma(X,D)\hat{d}(kT)$$

donde  $X = [I - \phi(D)]^{-1} \varphi(D) V_{in}$  y *D* representan los valores de estado estacionario de los estados y del ciclo de trabajo (asignado por el bloque "Control de Modo") y  $\hat{x}(kT)$  y  $\hat{d}(kT)$  las variaciones de pequeña señal. Además,  $\Phi(D) = e^{A_2(1-D)T_S} e^{A_1DT_S}$  y

$$\Gamma(X,D) = T_s \Big( e^{A_2(1-D)T_s} A_1 - A_2 e^{A_2(1-D)T_s} \Big) e^{A_1 D T_s} X + T_s \Big[ e^{A_2(1-D)T_s} A_1 e^{A_1 D T_s} A_1^{-1} B_1 - A_2 e^{A_2(1-D)T_s} A_2^{-1} B_2 - A_2 e^{A_2(1-D)T_s} (e^{A_1 D T_s} - I) A_1^{-1} B_1 \Big] V_{in}$$

Aplicando la transformada Z se llega a la función de transferencia tensión de salida-ciclo de trabajo

$$G(z) = \frac{\widehat{V_o}(z)}{\widehat{D}(z)} = C[z \ I + \Phi(D)]^{-1} \Gamma(X, D)$$

con  $C = [0 \ 1]$ . Como puede deducirse de las expresiones de  $\Phi(D)$ ,  $\Gamma(X,D)$  y las matrices del Apéndice, la estructura de polos y ceros de G(z) podría cambiar en función del modo de operación que presente el circuito. Además, existe normalmente un retardo temporal de un período que representa el tiempo que demandan los cálculos y la asignación de la acción de control luego del muestreo de las variables. Como se muestra en la Sección IV, se busca diseñar un controlador D(z) sencillo del tipo PI, empleando las técnicas de control lineal tradicionales, y que sea adecuado para todos los modos de funcionamiento [14].

## IV. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL CONVERTIDOR

En la Tabla I se resumen las especificaciones de la fuente reductora-elevadora construida a partir del BB4S. La elección de los componentes se realiza de manera de cumplir con los requerimientos en todos los modos clásicos de funcionamiento y también en los casos extremos.

TABLA I Especificaciones del Buck-Boost de cuatro llaves				
Rango nominal de la tensión de	$V_{in\ min}$	5 V		
entrada	$V_{in\_max}$	15 V		
Corriente de salida nominal	Ion	1 A		
Tensión de salida máxima	V <sub>oMAX</sub>	20 V		
Tensión de entrada máxima	$V_{inMAX}$	40 V		
Corriente de salida máxima	$I_{MAX}$	5 A		
Ripple de tensión en la salida	$\Delta V_o$	$\leq 100 \text{mV}$		
Ripple de corriente en el inductor	$\Delta i_L$	$\leq 3A$		
Frecuencia de conmutación	$f_s$	100 kHz		

De los cálculos resulta una bobina con una inductancia  $L = 56\mu$ H y una resistencia interna  $r_L = 20m\Omega$  y un capacitor de salida dado por  $C = 422\mu$ F. La Fig. 4 ilustra el comportamiento dinámico que presenta el BB4S operando en los modos *Buck* (Fig. 4(a)) y *Boost* (Fig. 4(b)). Sobre las curvas (en rojo) se superpusieron las muestras dadas por los modelos discretos (azul). Como puede observarse, dichos modelos reproducen de manera precisa el desempeño del convertidor. Como el sistema se encuentra a lazo abierto (el ciclo de trabajo es fijo) se evidencian pérdidas de regulación cuando se aplican los escalones en la tensión de entrada.

Por los niveles de tensión, de potencia y de frecuencia de conmutación con los que se maneja el convertidor, se utilizan llaves tipo MOSFET IRF1018ESTRLPBF con bajas pérdidas por conmutación y conducción. En paralelo con S<sub>2</sub> y S<sub>4</sub> se conectan diodos de recuperación rápida tipo Schottky STPS5L60, que soportan la misma corriente que las llaves pues generan un camino de conducción para la corriente en el inductor durante los tiempos muertos de los transistores (cuando todos están apagados). Las señales PWM1 y PWM2 se manejan a través del circuito integrado LT1160 que posee dos entradas y dos salidas independientes, con lógica de tiempos muertos y fuente flotante tipo boostrap para encender los transistores  $S_1$  y  $S_4$ . El sensado de  $V_{in}$  y  $V_0$  se realiza mediante los amplificadores operacionales del integrado TLV2375 en configuración diferencial. Dichas etapas se representan como ganancias constantes ( $K_{in} = 0.0483$  y  $K_o =$ 0.06543). Los lazos de control se implementan en la unidad

de procesamiento digital (DSP) TMS320F2812. En la Fig. 5 se presenta la foto del sistema completo donde puede apreciarse el prototipo del BB4S, el DSP y la placa de interconexión entre ambos bloques. Dicha placa conecta las señales digitales de los PWM del DSP con las entradas del LT1160 y también las salidas analógicas del TLV2375 con las entradas de los conversores A/D del DSP. Los circuitos integrados se alimentan con tensiones externas de 5 y 12V.



Fig. 4. Comparación entre la simulación del BB4S y los modelos discretos para distintos escalones en la tensión de entrada. (a) Vin varía de 15V a 14V (modo *Buck*); (b) Vin varía de 5V a 6V (modo *Boost*).



Fig. 5. Sistema completo. (a) Placa del BB4S con las etapas de sensado de tensiones y de modulación de los transistores. (b) Placa de interconexión entre el convertidor y la unidad de procesamiento. (c) DSP TMS320F2812.

Considerando el rango de variación nominal de la entrada y los límites prácticos de los ciclos de trabajo de las llaves  $(d_{min} = 0.2 \text{ y } d_{max} = 0.8)$  se determinan los niveles de tensión que definen los cambios de modo de operación. Se

detallan en la Tabla II las transiciones establecidas para los esquemas de las Figs. 2(b) y (c), incorporando una histéresis de  $\pm 200$ mV para evitar oscilaciones espúreas. Simulando fuera de línea el algoritmo definido por (5) a (7) con los datos del convertidor y N = 2000, se tiene que la combinación que minimiza (6) tanto para el modo A como el modo B es  $\alpha = \beta = 1$ . Los valores de  $d_1 y d_2$  en cada modo se asignan a partir de las expresiones (1) a (3) y (5).

TRANSICIONES QUE DEFINEN LOS CAMBIOS DE MODO				
Esquema	Variación Vin	Transición	Tensión	
Con Modo Buck- Boost [Fig. 2(b)]	15 a 5V	Modo Buck a Modo A	12,3V	
		Modo A a Modo Buck-Boost	10,8V	
		Modo Buck-Boost a Modo B	8,8V	
		Modo B a Modo Boost	7,3V	
	5 a 15V	Modo Boost a Modo B	7,7V	
		Modo B a Modo Buck-Boost	9,2V	
		Modo Buck-Boost a Modo A	11,2V	
		Modo A a Modo Buck	12,7V	
Sin Modo Buck- Boost [Fig. 2 (c)]	15 a 5V	Modo Buck a Modo A	12,3V	
		Modo A a Modo B	9,8V	
		Modo B a Modo Boost	7,3V	
	5 a 15V	Modo Boost a Modo B	7,7V	
		Modo B a Modo A	10,2V	
		Modo A a Modo Buck	12,7V	

Para diseñar el control de tensión se calculan las funciones transferencia que corresponden a la condición nominal de salida  $V_0 = 10V$ ,  $R_L = 10\Omega$  y distintos valores de  $V_{in}$  dentro de cada modo de funcionamiento. Como el comportamiento del circuito no presenta cambios cualitativos importantes dentro de cada modo, se elige un único valor de tensión de referencia por modo. Luego se comparan las funciones transferencia de cada modo y se observa que todas ellas poseen sus polos cerca del círculo unitario. Como resultan ser similares, se opta por la más crítica para realizar el diseño del controlador lineal. La misma está dada por la función transferencia que resulta en el modo *Buck* al considerar  $V_{in} = 15V$ , D = 0.66,  $X^T = [0.7A \quad 9.98V]$ . Agregando el retardo temporal y la ganancia de lazo resulta

$$G(z) = \frac{0.06543(0.2114 \, z + 0.04214)}{z(z^2 - 1.99 \, z + 0.9941)}$$

El controlador D(z) se diseña entonces a partir de la técnica de re-diseño digital [21]. Esto es, la función G(z) se lleva al dominio continuo empleando la transformación bilineal. Así, los parámetros del controlador se calculan utilizando la teoría de control analógico. Aplicando luego la transformada inversa se obtiene el controlador del tipo PI dado por

$$D(z) = \frac{0.03994 \, z - 0.03968}{z - 1}$$

Se muestra en la próxima sección mediante ensayos experimentales que el controlador propuesto logra eliminar el error de estado estacionario y mantener la estabilidad en los distintos modos e incluso en las transiciones.

## V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se muestran a continuación distintos ensayos realizados sobre el prototipo de laboratorio presentado en la sección anterior. En todas las imágenes de osciloscopio se incluye la señal de modulación PWM1 de las llaves  $S_1$ - $S_2$  (amarillo), la señal de modulación PWM2 del par  $S_3$ - $S_4$  (verde), la medición de  $V_{in}$ (violeta) y la tensión de salida (rojo).

En la Fig. 6 se presenta el comportamiento del circuito antes distintos escalones en la tensión de entrada cuando solo actúa la primera etapa de control. Todas las variaciones aplicadas implican que el convertidor cambie de modo de funcionamiento. Por completitud, se tiene en cuenta el esquema que incluye el modo Buck-Boost [Fig. 2(b)]. En las Figs. 6(a)-(d), los niveles de  $V_{in}$  va disminuyendo mientras que en las Figs. 6(e)-(h) va aumentando. Cuando el convertidor opera en modo Buck [Figs. 6(a) y (h)] la tensión de salida está gobernada por la señal PWM1. Sin embargo, se observa que la señal PWM2 también conmuta. Esto ocurre una vez cada 50 períodos para cargar el capacitor de boostrap que permite el encendido de  $S_4$ . Por ello, la tensión  $V_o$  tiene un ripple real de una frecuencia de 2kHz. En los modos Boost y Buck-Boost, la frecuencia del ripple de salida es 100kHz y en los modos A y B es de 50kHz pues se combina un período como *Buck* y otro como *Boost* ( $\alpha = \beta = 1$ ).

Si bien esta primera etapa de control asigna los valores de ciclo de trabajo en estado estacionario, la tensión de salida no se encuentra regulada. Esto permite observar que el nivel de salida alcanzado en el modo *Buck-Boost* se encuentra apreciablemente por debajo de los 10V [Figs. 6(b), (c), (f) y g)]. Al conmutar los dos pares de llaves, aumentan las pérdidas, con la consiguiente caída en  $V_0$ . En el resto de los modos, ocurre además que la corriente que circula por los elementos es mayor en los períodos que el convertidor opera como *Boost*, aumentando las pérdidas parásitas y por ello, disminuyendo también el valor medio de tensión.

La Fig. 7 muestra la respuesta del convertidor cuando ahora la tensión de entrada varía de forma continua con una pendiente de 3,33V/s y se encuentra implementado el lazo de control del tipo PI. En la Fig. 7(a),  $V_{in}$  asciende de 5 a 15V mientras que en la Fig. 7(b) desciende de 15V a 5V. Como puede observarse, el sistema es estable en todos los modos y en las transiciones, manteniéndose la salida regulada en 10V.

En particular, el controlador D(z) se desempeña adecuadamente en los modos A y B aún cuando se alterna un ciclo de *Buck* y uno de *Boost*. En la figura puede notarse el paso por el modo *Buck-Boost* pues el *ripple* es mayor que en los modos A y B. La misma experiencia se repite entonces en la Fig. 8 pero omitiendo el modo *Buck-Boost* de acuerdo al esquema deseado de la Fig. 2(c). La tensión de salida no presenta transitorios en todo el rango de 7,5V (± 0,2V) a 12,5 (± 0,2V) pues los modos A y B presentan la misma combinación.

Para completar el análisis, se obtienen las curvas de eficiencia del prototipo. Para ello, se adquieren los datos de tensión y corriente de entrada y de salida y se calculan las potencias correspondientes. El mismo procedimiento se realiza variando  $V_{in}$  en todo el rango posible y fijando distintos valores de corriente de salida entre 0.1A y 3A.



Fig. 6. Respuesta del convertidor ante los cambios de modo bajo el esquema que incluye al modo *Buck-Boost*. CH1 (5V/div.): señal PWM1 (amarillo); CH2 (5V/div.): señal PWM2 (verde); CH3 (1V/div): tensión de entrada (violeta); CH4 (500mV/div): tensión de salida (rojo). (a)  $V_{in}$  disminuye de 12,5V a 11,5V (modo *Buck* a modo *A*); (b)  $V_{in}$  disminuye de 11V a 10V (modo *A* a modo *Buck-Boost*); (c)  $V_{in}$  disminuye de 9V a 8V (modo *Buck-Boost* a modo *B*); (d)  $V_{in}$  disminuye de 7,5V a 6,5V (modo *B* a modo *Boost*); (e)  $V_{in}$  aumenta de 7,5V a 8,5V (modo *Boost* a modo *B*); (f)  $V_{in}$  aumenta de 9V a 10V (modo *B* a modo *Buck-Boost*); (g)  $V_{in}$  aumenta de 11V a 12V (modo *Buck-Boost* a modo *A*); (h)  $V_{in}$  aumenta de 12,5V a 13,5V (modo *Buck)*.



Fig. 7. Respuesta del convertidor funcionando con el modo *Buck-Boost* y con el lazo de control PI. CH1 (5V/div): señal PWM1 (amarillo); CH2 (5V/div): señal PWM2 (verde); CH3 (5V/div): tensión de entrada (violeta); CH4 (500mV/div): tensión de salida (rojo). (a)  $V_{in}$  aumenta en forma de rampa de 5V a 15V; (b)  $V_{in}$  disminuye en forma de rampa de 15V a 5V.



Fig. 8: Respuesta del convertidor funcionando sin el modo *Buck-Boost* y con el lazo de control PI. CH1 (5V/div): señal PWM1 (amarillo); CH2 (5V/div): señal PWM2 (verde); CH3 (5V/div): tensión de entrada (violeta); CH4 (500mV/div): tensión de salida (rojo). (a)  $V_{in}$  aumenta en forma de rampa de 5V a 15V ; (b)  $V_{in}$  disminuye en forma de rampa de 15V a 5V.

El ensayo se lleva a cabo programando una carga electrónica y una fuente de tensión, ambas a través de un puerto GPIB. Para simplificar la comparación, se muestra primero en la Fig. 9 la eficiencia del sistema considerando los cinco posibles modos de operación [Fig. 2(b)]. A medida que varía la tensión de alimentación y se producen los cambios de modo también cambian las pérdidas en el circuito pues, cada modo de funcionamiento implica un determinado número (mayor o menor) de llaves en conmutación o en conducción. Como podría esperarse, el modo de funcionamiento menos eficiente es el *Buck-Boost.* 

La eficiencia mejora para tensiones de entrada cercanas a los 10V al eliminar el modo *Buck-Boost* de acuerdo al esquema de la Fig. 2(c). Como se evidencia claramente en la Fig. 10, los modos combinados logran incrementos de más del 5%. Nótese que, en general, el convertidor resulta ser menos eficiente cuanto menor es la corriente (potencia) de salida [Figs. 9 y 10]. Esto se debe a que las pérdidas en los componentes son más significativas y tienen un impacto mayor sobre la entrada a medida que disminuye la demanda de potencia en la salida.



Fig. 9. Eficiencia del sistema incluyendo el modo *Buck-Boost*, variando la tensión de entrada y fijando distintas corrientes de salida.



Fig. 10. Eficiencia del sistema sin incluir el modo *Buck-Boost*, variando la tensión de entrada y fijando distintas corrientes de salida.

Para corrientes superiores a los 0,5A, la eficiencia del circuito supera claramente el 90%, encontrándose alrededor del 95% en promedio cuando el convertidor no funciona en modo *Buck-Boost*. Para corrientes inferiores, la eficiencia puede rondar el 80% en el peor de los casos.

# VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se abordó el diseño y control digital de un convertidor *Buck-Boost* de cuatro llaves. El objetivo era lograr que el circuito funcionara de acuerdo con las especificaciones cuando la tensión de alimentación varía en un amplio rango, simulando la carga/descarga de una batería. Se utilizaron los modelos en tiempo discreto para definir cuál es la mejor secuencia de pulsos a implementar durante los modos A y B y también para diseñar el controlador que regula la tensión de salida. Para facilitar la estrategia de control, se implementó un único controlador PI, cuyas ganancias se eligieron en base a la función transferencia que surge como la más crítica dentro de los modos clásicos.

Se realizaron distintos ensayos sobre el prototipo construido y en todos los casos se pudo verificar que el sistema funciona correctamente. De los experimentos se observa que el controlador PI mantiene su buen desempeño en todos los modos de funcionamiento e, incluso, en las transiciones. A futuro se espera poder formalizar analíticamente esta condición, particularmente para los modos A y B.

Como era de esperarse los mejores niveles de rendimiento se logran cuando no se incluye el modo *Buck-Boost* en el esquema de funcionamiento. En ese caso, el convertidor supera el 95% de eficiencia en el rango de corriente nominal, encontrándose dentro de los niveles esperados para este tipo de aplicaciones.

# **APÉNDICE**

Las matrices que representan al convertidor en los distintos modos de funcionamiento se resumen en la Tabla III.



#### REFERENCIAS

- S. Zhou and G.A. Rincón Mora, "A high efficiency, soft switching dc-dc converter with adaptive current-ripple control for portable applications", *IEEE Trans. on Circuits and Systems*—II, vol. 53, no.4, pp. 319-323, 2006.
- [2] M-H. Huang and K-H. Chen, "Single-inductor multi-output (SIMO) dc-dc converters with high light-load efficiency and minimized crossregulation for portable devices", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 4, pp. 1099-1111, 2009.
- [3] W. Lee et al. "Power conversion efficiency characterization and optimization for smartphones", 2012 ACM/IEEE International Symposium on Low power electronics and design, pp.103-108, California (USA), 2012.
- [4] Ch-L. Wei et al. "Design of an average-current-mode noninverting buckboost dc-dc converter with reduced switching and conduction losses",

*IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 12, pp. 4934-4943, 2012.

- [5] J. Cosp and H. Martinez, "Design of a on-chip dc/dc converter", IEEE Latin America Transactions, vol. 13, no. 7, pp. 2101-2105, 2015.
- [6] C. Pesce et al. "A dc-dc converter based on modificed flyback converter topology", *IEEE Latin America Transactions*, vol. 14, no. 9, pp. 3949-3956, 2016.
- [7] E. Mattos et al. "A review of boost converter analysis and desing in aerospace applications", *IEEE Latin America Transactions*, vol. 16, no. 2, pp. 305-313, 2018.
- [8] R.W. Erickson and D. Maksimović Fundamentals of Power Electronics. Nueva York, USA: Kluwer Academic Publishers, 2nd edition, 2004.
- [9] M. Gaboriault and A. Notman, "A high efficiency non-inverting buckboost dc-dc converter", 9th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp.1411-1415, California (USA), 2004.
- [10] A. Chakraborty, A. Khaligh and A. Emadi, "Combination of buck and boost modes to minimize transients in the output of a positive buckboost converter", *IEEE 32nd Annual Conference on Industrial Electronics*, pp. 2372–2377, Paris (France), 2006.
- [11] A. Chakraborty, A. Khaligh and A. Emadi, "Digital combination of buck and boost converters to control a positive buck-boost converter". *IEEE* 37th Annual Power Electronics Specialist Conference, pp. 1–6, Jeju (Korea), 2006.
- [12] Y.M. Chen, Y.L. Chen and C.W. Chen, "Progressive smooth transition for four-switch buck-boost in photovoltaic applications". *3rd IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3620-3625, Phoenix (USA), 2011.
- [13] Y. Lee, A. Khaligh and A. Emadi. "A compensation technique for smooth transitions in a noninverting buck-boost converter", *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 24, no. 4, pp. 1002–1016, 2009.
- [14] Y. Lee et al., "Digital combination of buck and boost converters to control a positive buck-boost converter and improve the output transients", *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 24, no. 5, pp. 1267– 1279, 2009.
- [15] N. Zhang, G. Zhang and K.W. See, "Systematic derivation of dead-zone elimination strategies for the noninverting synchronous buck-boost converter", *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 33, no. 4, pp. 3497– 3508, 2018.
- [16] C. Restrepo, et al., "Hysteretic transition method for avoiding the deadzone effect and subharmonics in a noninverting buck-boost converter", *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 3418–3430, 2015.
- [17] H-S. Son, et al., "A new buck-boost converter with low-voltage stress and reduced conducting components", *IEEE Trans. on Industrial Electron.*, vol. 64, no. 9, pp. 7030–7038, 2017.
- [18] P-J. Liu and C.-W- Chang, "CCM noninverting buck-boost converter with fast duty-cycle calculation control for line transient improvement", *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 33, no. 6, pp. 5097–5107, 2018.
- [19] L. Callegaro et al. "A simple smooth transition technique for the noninverting buck-boost converter", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 33, no. 6, pp. 4906-4915, 2018.
- [20] M. F. Ceci and M. B. D'Amico, "An alternative strategy for reducing mode transitions in a four-switch buck-boost converter", *IEEE Int. Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2011)*, pp. 1920–1923, Rio de Janeiro (Brazil), 2011.
- [21] A. Emadi et al. Integrated Power Electronic Converters and Digital Control, Boca Raton, USA: CRC Press, 2009.



**Martín F. Ceci** nació en Bahía Blanca, Argentina. Graduado de la Universidad Nacional del Sur con los títulos de Ingeniero en el año 2009 y la Maestría en Control de Sistemas en el año 2017. Actualmente se desempeña en el área de electrónica de potencia de INVAP SE (Argentina). Sus temas de interés son generación y conversión de energía,

convertidores cc-cc, modelado y control de fuentes conmutadas, diseño de circuitos analógicos para aplicaciones aeroespaciales.



**María Belén D'Amico** es miembro del IEEE desde el año 1999. Nació en Río Grande, Tierra del Fuego (Argentina). Graduada de la Universidad Nacional del Sur (UNS) con los títulos de Ingeniera Electrónica en el año 1999 y Doctora en Control de Sistemas en el año 2004. Actualmente se desempeña como Profesora en el Área de Campos y

Circuitos del Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras de la UNS y como Investigadora del Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica (UNS-CONICET). Además, es editora asociada de las revistas Electrical Engineering (Springer) e International Journal of Bifurcation and Chaos (Willey). Sus temas de interés son los sistemas dinámicos, la teoría de bifurcaciones, los modelos en tiempo discreto y los convertidores cc-cc.