

Diseño de un Convertidor CC-CC Doble Boost Acoplado.

Sergio González¹, Paul Puleston^{1,2}, Enric Fossas-Colet³

¹CONICET y LEICI, Dpto. de Electrotecnia, Universidad Nacional de La Plata [UNLP], Argentina.

²IIF Marie Curie Fellow (financiado FP7-PIIF-911767) en IRI, CSIC-UPC, Barcelona, España.

³Institut d'Organizació i Control de Sistemes Industrials (IOC), Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), Avda, Diagonal 647, 08028, Barcelona, España

Resumen: El convertidor de CC a CC doble boost acoplado (C2B) es de interés en aplicaciones emergentes que demandan alto rendimiento y alta relación de conversión, evitando valores extremos del ciclo de trabajo de la llave. El C2B consta de dos convertidores boost en cascada, operando con una sola llave y acoplados magnéticamente a través de sus inductores. Este acoplamiento condiciona fuertemente la relación de conversión del convertidor, dada su dependencia con la corriente de carga. Se analiza su principio de funcionamiento distinguiendo cuatro modos de operación. A través de un modelo general de gran señal es posible conocer el comportamiento de la relación de conversión del convertidor con cambios de carga en diferentes puntos de operación. Estos resultados son volcados al diseño de un prototipo, legitimando el análisis en un prototipo experimental.

Palabras claves: Convertidor CC-CC, Alta relación de conversión

1. INTRODUCCIÓN

Existen aplicaciones en donde los convertidores de CC a CC requieren alta eficiencia y alta relación de conversión como son: conversión de energía renovable con pilas de combustibles, lámparas de cargas gaseosas, sistemas de almacenamiento de energía, entre otras aplicaciones. Las topologías elevadoras clásicas requieren muy altos ciclos de trabajo, incrementando sus pérdidas y perdiendo su capacidad elevadora. El convertidor flyback es una alternativa para alta conversión, que se ve limitada por la inductancia de dispersión introducida por su transformador. Su presencia somete a la llave a esfuerzos de tensión que deben ser limitados, a expensas de aumentar las pérdidas de potencia (Erickson, 2000). Diferentes topologías sin transformadores y que emplean una única llave de comando, han sido estudiadas con el objeto de mejorar estas problemáticas (Wai, *et al* 2005; Shu *et al*, 2010; Changchien *et al*, 2010). Un convertidor CC a CC que cumple con estas características y que posee mayor simplicidad topológica, es el convertidor

doble boost con inductor acoplado (Van de Sype, *et al* 2005).

Al igual que otras topologías con inductor acoplado, la relación de conversión del C2B resulta ser dependiente de la resistencia de carga. En (Pérez, *et al* 2008) se ha desarrollado un modelo general de gran señal para el C2B, que permite determinar el comportamiento del convertidor frente a cambios de cargas y del ciclo de trabajo. A partir de aquí, en este trabajo se comprobará que bajo ciertas condiciones de carga, la relación de conversión del convertidor puede ser aproximada como una relación sólo dependiente del ciclo de trabajo de la llave.

El trabajo se organiza del siguiente modo: Se presenta el principio de funcionamiento del C2B a través de un análisis por los distintos modos de operación del convertidor. Luego, se muestra el modelo general del cual se obtienen trayectorias periódicas de las variables de estado del convertidor. En base a estos resultados analíticos, se tomarán criterios para el diseño de un prototipo y posterior validación con resultados experimentales. Finalmente se darán las conclusiones.

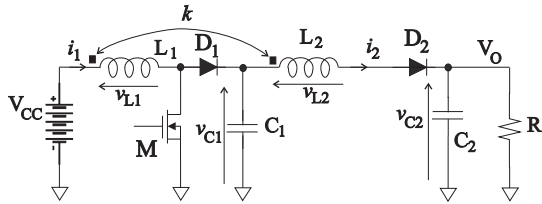


Fig. 1: Convertidor doble boost acoplado

2. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO. MODOS DE OPERACIÓN.

El convertidor doble boost acoplado se presenta en la Fig. 1. Su nombre proviene de considerar a esta topología como dos convertidores boost en cascada empleando una única llave controlada (M). Ambos están acoplados magnéticamente mediante sus respectivos inductores. El primer convertidor boost lo constituyen los componentes L_1 , M, D_1 y C_1 . El segundo boost, está formado por los componentes L_2 , D_2 y C_2 . La acción equivalente a la llave en el segundo boost, se logra a través del acoplamiento magnético.

Para analizar el funcionamiento del convertidor, se identifican cuatro modos de funcionamiento, de acuerdo al estado de conducción de los dispositivos semiconductores M, D_1 y D_2 . Para el análisis se tiene las siguientes consideraciones:

- Todos los componentes son ideales. Esto significa que no existen pérdidas y los dispositivos semiconductores no poseen capacidades intrínsecas.
- Se considera que las tensiones sobre los capacitores poseen ripples muy pequeños y sus valores medios, guardan la siguiente relación respecto del valor de la fuente de alimentación: $V_{C2} > V_{C1} > V_{CC}$.
- El acoplamiento magnético (k) será menor a la unidad y la inductancia de dispersión resultante (L_d), será considerada como un inductor en serie con D_2 .
- La energía almacenada como campo magnético, entre L_1 y L_2 , no se extingue en un ciclo de conmutación.

En la Fig. 2 puede verse como son las formas de onda de corrientes (i_1 e i_2) y tensiones (v_{L1} y v_{L2}) sobre cada uno de los inductores, en un período de conmutación (T_S). También, en el gráfico superior, se muestra la señal de comando de la llave M (s_M). Se observa que las corrientes en cada inductor, definen los tiempos de cada modo de operación del convertidor.

Modo 1: Intervalo $t_1 - dT_S$

Este modo comienza con la extinción de la corriente i_2 ($t = t_1$) y finaliza con el corte de M ($t = dT_S$). Durante este intervalo M está encendido, en consecuencia el inductor L_1 se conecta a V_{CC} almacenándose energía en este componente. El diodo D_1 permanece cortado al quedar en paralelo con C_1 .

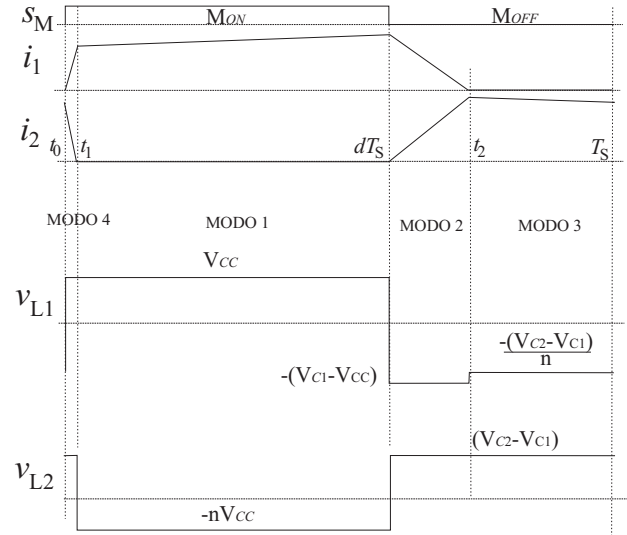


Fig. 2: Formas de onda y modos de operación

Mientras que la tensión inducida sobre L_2 , $v_{L2} = nV_{CC}$ (con $n^2 = L_1/L_2$), mantiene bloqueado al diodo D_2 . En este intervalo la corriente tomada por la carga (R) es suministrada por C_2 .

Por lo tanto el convertidor puede ser descrito por las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{V_{CC}}{L_1}, & \frac{di_2}{dt} &= 0 \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= 0, & \frac{dv_{C2}}{dt} &= -\frac{v_{C2}}{C_2 R} \end{aligned} \quad (1)$$

Modo 2: Intervalo $dT_S - t_2$

Este modo comienza al finalizar el ciclo de trabajo (d) de la llave y finaliza cuando se extingue la corriente por D_1 ($t = t_2$). Al cortarse M, la corriente i_1 se establecerá por el diodo D_1 . En consecuencia sobre L_1 queda aplicada la diferencia de tensiones entre V_{CC} y V_{C1} (Fig. 2). Simultáneamente la tensión inducida sobre L_2 pone en conducción al diodo D_2 . Como se observa en la Fig. 2, durante este modo se produce una conmutación entre la corriente de L_1 y la corriente de L_2 . Tanto v_{L1} como v_{L2} están impuestas por las tensiones externas,

$$v_{L1} = v_{C1} - V_{CC} \quad \text{y} \quad v_{L2} = v_{C2} - v_{C1}$$

la diferencia entre la tensión inducida sobre L_2 y la tensión impuesta por los capacitores C_1 y C_2 , es absorbida por la inductancia de dispersión (L_d). En consecuencia en este modo, se plantea:

$$\begin{aligned} \frac{di_2}{dt} &= \frac{(n+1)v_{C1} - nV_{CC} - v_{C2}}{L_d}, & \frac{di_1}{dt} &= n \cdot \frac{di_2}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= \frac{(n-1)i_2}{C_1}, & \frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{i_2}{C_2} - \frac{v_{C2}}{C_2 R} \end{aligned} \quad (2)$$

Cuando la corriente i_1 se anula, D_1 se corta y el inductor L_1 se desconecta del capacitor C_1 . En este instante finaliza la conmutación de corriente entre

ambos inductores.

Modo 3: Intervalo $t_2 - T_S$

En este intervalo solo el diodo D_2 esta conduciendo, como se observa en la Fig. 2. Las tensiones resultantes sobre los inductores, son:

$$v_{L2} = v_{C2} - v_{C1} \quad y \quad v_{L1} = \frac{v_{C2} - v_{C1}}{n}$$

Así puede expresarse:

$$\begin{aligned} \frac{di_2}{dt} &= \frac{v_{C2} - v_{C1}}{L_2}, \quad \frac{di_1}{dt} = 0 \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= \frac{i_2}{C_1}, \quad \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_2}{C_2} - \frac{v_{C2}}{C_2 R} \end{aligned} \quad (3)$$

En este modo, el inductor L_2 descarga la energía almacenada durante el *modo 1*. Parte de esta energía repone la carga sobre el capacitor C_2 .

El modo finaliza en el instante en que se enciende la llave M ($t = T_S$)

Modo 4: Intervalo $t_0 - t_1$

EL modo 4 se inicia con el encendido de M y finaliza al extinguirse la corriente i_{D2} . En $t = t_0$ debería iniciarse el proceso de almacenamiento de energía, a través del inductor L_1 (*modo 1*). Pero es necesario previamente, que la corriente por L_2 conmute a la corriente por L_1 . Nuevamente las tensiones sobre los inductores quedan impuestas, resultando:

$$v_{L1} = V_{CC} \quad y \quad v_{L2} = v_{C2} - v_{C1}$$

En este modo el convertidor se describe, como:

$$\begin{aligned} \frac{di_2}{dt} &= \frac{nV_{CC} - (v_{C2} - v_{C1})}{L_d}, \quad \frac{di_1}{dt} = n \cdot \frac{di_2}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= \frac{i_2}{C_1}, \quad \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_2}{C_2} - \frac{v_{C2}}{C_2 R} \end{aligned} \quad (4)$$

Asumiendo que $(v_{C2} - v_{C1})$ es (en módulo) superior a nV_{CC} , el tiempo de conmutación de las corrientes es un orden de magnitud inferior al intervalo de tiempo correspondiente al *modo 2*.

2.1 Relación de conversión

Obtener la relación de conversión F ($= V_O/V_{CC}$, Fig. 1) es esencial en un convertidor CC-CC (Erickson 2000). Para el cálculo de F se parte de igualar a cero el valor medio de las tensiones sobre ambos inductores.

$$\bar{v}_{L(1,2)} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} v_{L(1,2)} dt = 0 \quad (5)$$

De la Fig. 2, se desprende que el cálculo exacto requiere del conocimiento de los tiempos de conmutación de las corrientes (*Modos 2 y 4*). Ambos tiempos dependen de la corriente de carga y por lo tanto F, será una función del ciclo de trabajo y de la corriente de carga a la salida del convertidor. Una expresión aproximada puede ser obtenida si se

considera que el acoplamiento entre ambos inductores es próximo a la unidad. Bajo este supuesto la diferencia de tensiones en el *modo 2*, entre el valor de tensión inducido en L_2 y v_{L2} , puede considerarse nula. Así, de la Fig. 2, esta aproximación se expresa como,

$$V_{C1} - V_{CC} \cong \frac{V_{C2} - V_{C1}}{n} \quad (6)$$

en (6) se toma en cuenta, las suposiciones de análisis iniciales, $v_{C1} \cong V_{C1}$ y $v_{C2} \cong V_{C2}$.

De (5) y (6), resulta: la relación de conversión intermedia entre V_{C1} y V_{CC} . El resultado corresponde al primer convertidor boost de la topología,

$$\frac{V_{C1}}{V_{CC}} \cong \frac{1}{1-d} \quad (7)$$

Por lo tanto, reemplazando (7) en (6) y siendo V_{C2} la tensión de salida del convertidor (V_O), resulta la relación:

$$F = \frac{V_O}{V_{CC}} \cong \frac{1+nd}{1-d} \quad (8)$$

Se desprende de (8) que la relación F solo depende del ciclo de trabajo. Así, esta expresión será considerada en lo que sigue, como relación de conversión ideal.

Para determinar exactamente como la relación de conversión es afectada por la corriente de carga, es necesario plantear y resolver un modelo general que contemple todos los modos de operación.

3. MODELO GENERAL

Para el planteo del modelo general, se definen tres funciones de conmutación que se relacionan con los modos de operación analizados previamente. La función de comando de M (s_M), constituye una función independiente, como se presento en la Fig. 2. Las otras dos funciones de conmutación son asignadas a los diodos $D1$ y $D2$, s_{D1} y s_{D2} , respectivamente. Ambas funciones son dependientes de las corrientes por los diodos. Toman el valor 1 cuando el diodo correspondiente, esté conduciendo y cero en caso contrario. La Tabla 1 resume la relación entre los modos de operación y los estados de estas funciones

Tabla 1: Estados vs Modos

Modos	s_M	s_{D1}	s_{D2}
1	1	0	0
2	0	1	1
3	0	0	1
4	1	0	1

3.1 Ecuaciones del modelo general

Teniendo en cuenta la tabla 1 y las expresiones planteadas para cada modo de operación, es posible

determinar cuatro ecuaciones diferenciales generales que describan el comportamiento del convertidor en los cuatro modos,

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{V_{CC}}{L_1} s_M + n a_1 s_{D2} s_{D1} + n a_2 s_M s_{D2} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{v_{C2} - v_{C1}}{L_2} s_{D2} (1 - s_{D1}) + a_1 s_{D2} s_{D1} + a_2 s_M s_{D2} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= \frac{i_1}{C_1} s_{D1} - \frac{i_2}{C_1} s_{D2} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{i_2}{C_2} s_{D2} - \frac{v_{C2}}{C_2 R} \end{aligned} \quad (9)$$

Donde $a_1 = \frac{(n+1)v_{C1} - nV_{CC} - v_{C2}}{L_d}$ y $a_2 = \frac{nV_{CC} - (v_{C2} - v_{C1})}{L_d}$

3.2 Solución del modelo

El sistema expresado en (9) es accionado mediante la función s_M con período T_s y ciclo de trabajo d . Las variables de este sistema (i_1 , i_2 , v_{C1} y v_{C2}) evolucionarán hacia un estado estacionario. Este estado estacionario se corresponde con órbitas o trayectorias periódicas que recorren los cuatro modos de operación del convertidor.

En cada modo el sistema se expresa de la forma,

$$\dot{x} = A_i x + B_i \quad \text{con } i = 1, 2, 3 \text{ y } 4 \quad (10)$$

siendo $x = [v_{C1}, v_{C2}, i_1, i_2]$. La solución a este sistema en cada modo, toma la expresión

$$g_i(t, x_{i0}) = e^{A_i(t-t_0)} x_{i0} + \int_{t_0}^t e^{A_i(t-\tau)} B_i d\tau \quad (11)$$

Donde x_{i0} son las condiciones iniciales al comienzo de cada modo. Por lo tanto se establece una trayectoria periódica como solución del sistema cuando se satisface que las condiciones iniciales x_{i0} se mantengan estables. Esto significa que se debe satisfacerse la siguiente condición,

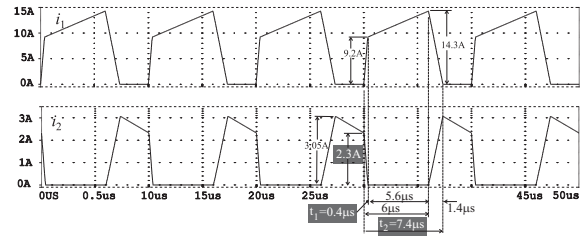
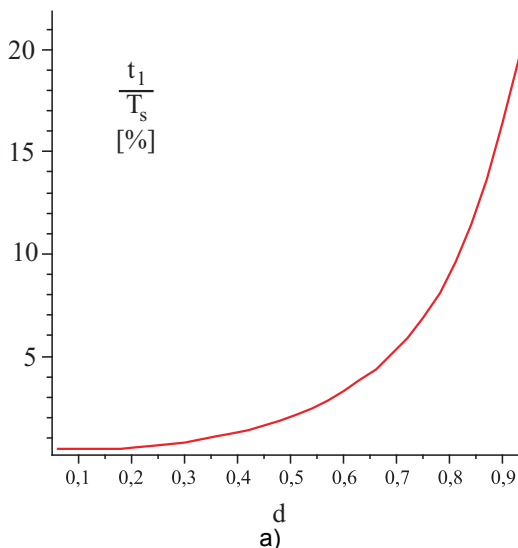


Fig. 3: Formas de onda i_1 e i_2 de simulación con Pspice

$$x_0 = g_4(T_s - t_2, g_3(t_2 - dT_s, g_2(dT_s - t_1, g_1(t_1, x_0)))) \quad (12)$$

donde $x_0 (= x(0))$ es el valor al inicio de la trayectoria periódica. La solución es posible con la condición de que $i_{D2}(t_1) = 0$ e $i_{D1}(t_2) = 0$.

El sistema anterior presenta como incógnitas: el estado inicial x_0 y los tiempos t_1 y t_2 , en los cuales los diodos respectivos (D_1 y D_2) dejan de conducir. El mecanismo de cálculo fue presentado en (Perez *et al*-2008).

Resultados de cálculo y simulación

Sobre la base de los siguiente parámetros: $V_{CC} = 24V$, $L_1 = 26.5\mu H$, $L_2 = 419\mu H$ ($k = 0.9635$), $R = 200\Omega$ y ciclo de trabajo $d = 0.6$, se aplicó (12) resultando las siguientes condiciones iniciales: $v_{C1}(0) = 73,0562V$, $v_{C2}(0) = 193,8376V$, $i_1(0) = 0A$, $i_2(0) = 2,3384A$. Además, los tiempos al final de la conmutación entre las corrientes i_1 e i_2 , resultaron: $t_1 = 3,3022e-7$ seg y $t_2 = 7,3363e-6$ seg. Cabe aclarar que estos tiempos son medidos desde el origen del periodo de conmutación.

La Fig. 3 muestra las formas de onda de corrientes i_1 e i_2 resultantes al simular el convertidor con el simulador de circuitos Pspice. En la figura se indican los valores iniciales de ambas corrientes (al comienzo de un intervalo de conmutación) así como también los tiempos de conmutación de las corrientes. Como

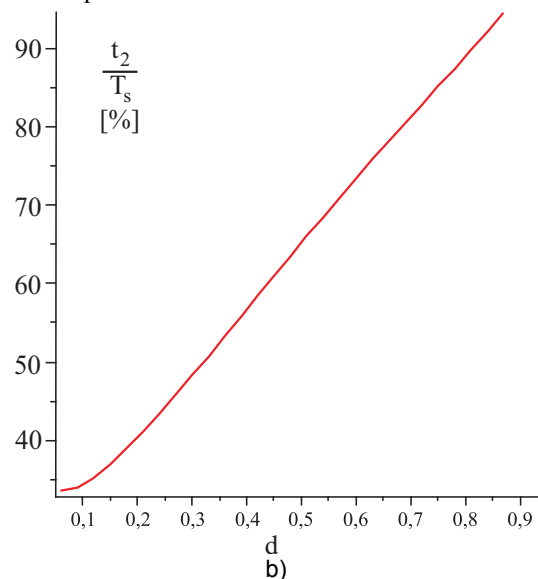


Fig. 4: Tiempos de conmutación de las corrientes a) tiempo durante modo 4, b) tiempo durante modo 2

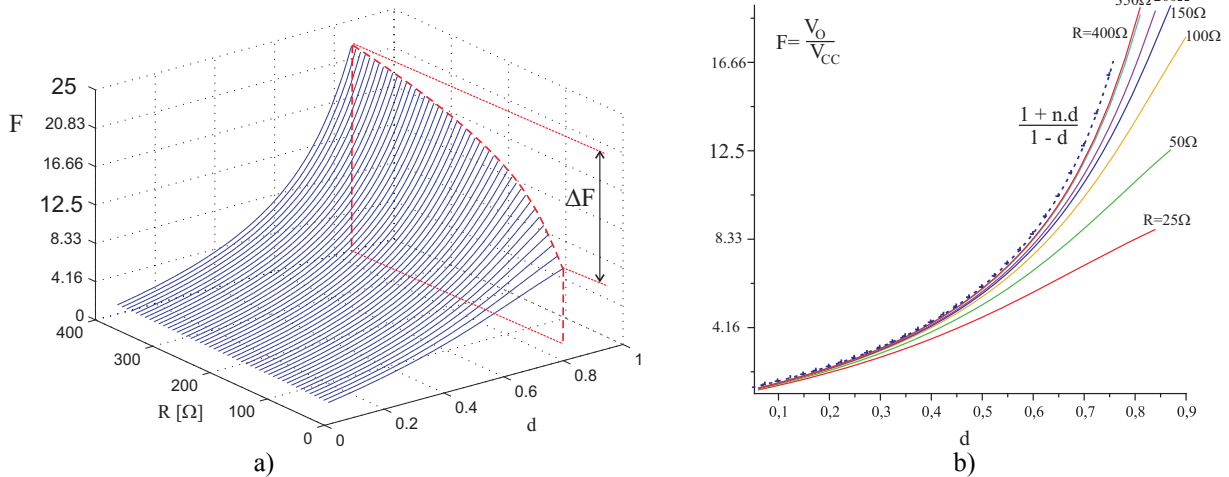


Fig. 5: a) F en función del ciclo de trabajo y de la carga, b) F vs. d , con R como parámetro y F ideal con $n = 4$

puede observarse, los resultados obtenidos coinciden con la solución numérica del sistema.

Extensión de los resultados

La Fig. 4 muestra como varían los tiempos t_1 y t_2 para una misma condición de carga ($R = 200\Omega$), cuando cambia el ciclo de trabajo del convertidor. Se aprecia de la Fig. 4 a) que el tiempo en que el convertidor está en el *modo 4*, se reduce a valores por debajo del 4% de T_S , para valores de d menores a 0.6. En cambio de la Fig. 4 b), el tiempo en que el convertidor permanece sobre el *modo 2* ($\Delta t_2 = t_2 - dT_S$), crece a medida que el ciclo de trabajo se reduce y toma valores superiores a t_1 . Se desprende de lo observado, que el *modo 2* es quien condiciona fuertemente la relación de conversión del convertidor con el ciclo de trabajo y en consecuencia, con la corriente de carga.

La Fig. 5 a) muestra la relación de conversión en función del ciclo de trabajo y de la resistencia de carga. Tomando un ciclo de trabajo fijo como se indica en la figura, para $d > 0.8$, en un rango de resistencias que va desde 400Ω hasta 25Ω , F se reduce aproximadamente en un 50%. Por otro lado, se observa que para valores de d por debajo de 0.5, en el mismo rango de resistencias, la variación de F

es menos pronunciada. Esta variación de la relación de conversión se ve con mayor claridad en la Fig. 5 b). Aquí se representa F en función de d para diferentes resistencias de carga. También se representa la relación de conversión ideal dada por (8) (con $n = 4$). Se observa claramente como F se aparta de la condición ideal al reducir la resistencia. La razón de este decaimiento con el aumento de la corriente, se debe a la necesidad incrementar sobre L_d su tensión, durante el *modo 2*. Dado que la tensión inducida sobre L_2 no cambia (esta impuesta por la batería y v_{C1} , ec.(2)), entonces para que la tensión aumente sobre L_d debe disminuir la tensión de salida (Fig. 2).

4. DISEÑO Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

En base a los resultados del modelo mostrados previamente, para el diseño experimental se considero mantener la relación de conversión por debajo de 10 veces y no superar el ciclo de trabajo por encima de 0.6. El propósito es lograr que la relación de conversión se mantenga próxima a la relación ideal. Así, para los siguientes requisitos: $V_{CC} = 35V$, $V_O = 300V$ y $P_O = 100W$, se adoptaron

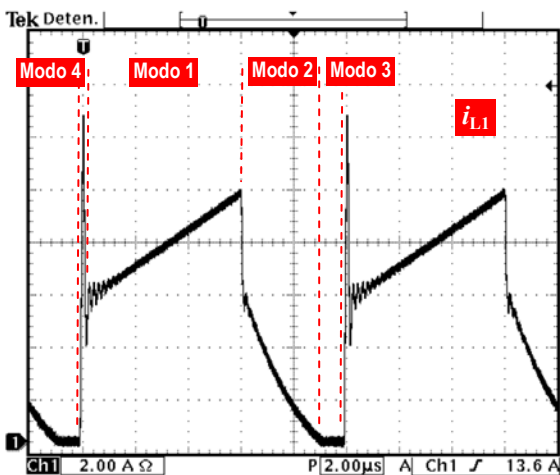


Fig. 6: Corriente por L_1

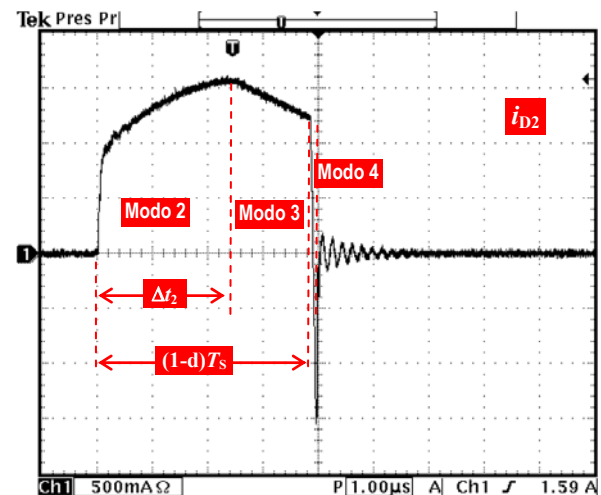


Fig. 7: Corriente sobre L_2

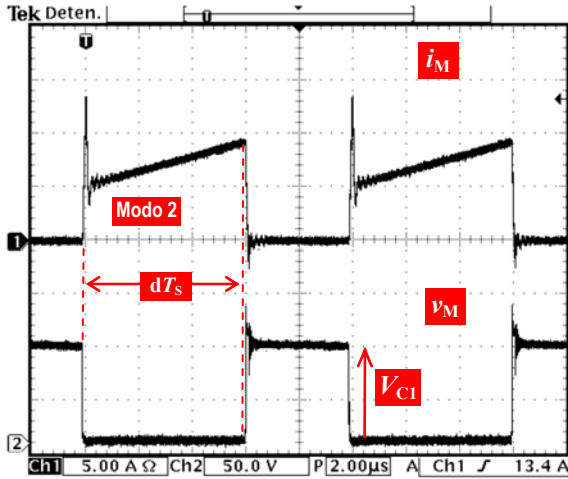


Fig. 8: b) corriente (superior) y tensión (inferior) sobre la llave M

los siguientes valores de diseño: $d = 0.6$, $L_2/L_1 = 16$ ($n = 4$) y $f_s = 100\text{Khz}$ ($=1/T_s$).

Las corrientes medidas sobre los inductores L_1 y L_2 , se presentan en las Fig. 6 y Fig. 7, respectivamente. En la Fig. 6 se indican los cuatro modos de operación del convertidor. Tal como se describió en el *modo 1*, la corriente crece linealmente debido a que la tensión de batería queda aplicada sobre el inductor L_1 . El *modo 2* de operación del convertidor, presenta una clara diferencia de comportamiento, respecto del analizado. Como se ve en el comienzo, la corriente i_1 cae bruscamente a un determinado valor. Por otro lado se observa en la Fig. 7, que la corriente inicial sobre L_2 es distinta de cero. La razón de este comportamiento se debe a la presencia de inductancias parásitas en el circuito, principalmente en la conexión del diodo D_1 . Por lo tanto, al comienzo del *modo 2* se establece un divisor inductivo entre esta inductancia parásita y L_d . Además, ambas corrientes presentan un crecimiento que se aparta del esperado. Este efecto es provocado por la presencia de resistencias en ambos bobinados. Como consecuencia de los dos efectos antes descritos, el tiempo de conmutación (Δt_2), Fig. 7, se incrementa respecto de los cálculos efectuados. El valor medido es del 86% de T_s mientras que el obtenido mediante el modelo general es de aproximadamente el 70%, Fig. 4 b).

Los tiempos correspondientes al *modo 4* obtenidos a través del modelo general, resultan del orden de magnitud de los tiempos de conmutación de los semiconductores, Fig. 4 a). Esto se corrobora en las Fig. 6 y Fig. 7, donde el comportamiento en el *modo 4* esta inmerso en el proceso natural de conmutación de los dispositivos, resultando un tiempo de 400nseg. La presencia del pico de corriente durante este modo, es producto de la recuperación inversa del diodo D_2 . En la Fig. 8 se muestra la corriente (superior) y la tensión (inferior) sobre la llave M. Se observa el

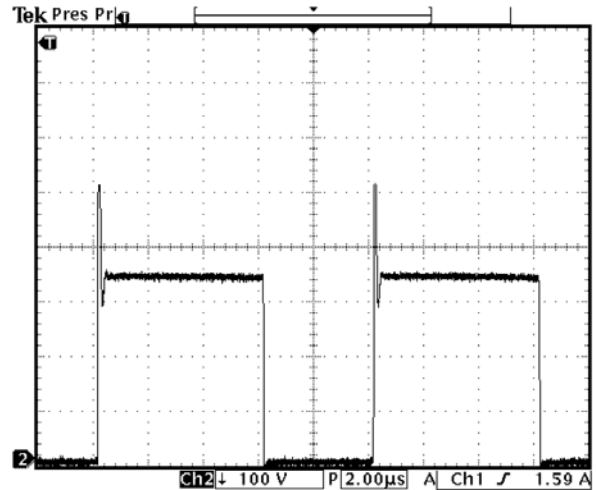


Fig. 9: Tensión de bloqueo sobre el diodo D_2

estado de conducción durante los *modos 1* y *4* y su estado de bloqueo durante los *modos 2* y *3*. En este último puede verse que el valor de tensión alcanzado corresponde a la tensión sobre C_1 , aproximadamente igual a 91V, corroborando la expresión obtenida en (7).

Para validar la tensión de salida del convertidor, ésta se puede obtener a través del valor de tensión sobre D_2 . Siendo la tensión de bloqueo de D_2 igual a,

$$V_{D2} = -V_{C1} + nV_{CC} + V_O \quad (13)$$

la tensión de salida es despejada de (13). La Fig. 9 muestra la tensión sobre D_2 , durante el *modo 1* de operación, y su valor alcanza los 350V. Dado que $V_{C1} \cong 91\text{V}$, entonces de (13) resulta $V_O = 300\text{V}$.

Para las misma carga se realizaron ensayos con un par de valores de d , resultando: $d = 0.5$, $V_O = 205\text{V}$ y $d = 0.4$, $V_O = 150\text{V}$. Estos resultados validan que; para la potencia de diseño del convertidor, aún con el apartamiento observado en el *modo 2*, se logro prácticamente que la tensión de salida siga la relación de conversión ideal.

5. CONCLUSIONES

Convertidores de alta relación de conversión y topología simple, son frecuentemente requeridos tanto en aplicaciones móviles como estacionarias. En este contexto, el trabajo presenta al convertidor CC-CC doble boost acoplado, basando la propuesta en su modelo de gran señal y, posteriormente, evaluando su validez a partir de un prototipo experimental. Para ello se introdujo una breve descripción del principio de funcionamiento del C2B, considerando sus cuatro modos de operación. Se evaluó que la permanencia en los *modos 2* y *4*, para un dado diseño, depende de la corriente de carga, afectando directamente a la relación de conversión. Es así que, mediante la resolución del modelo general, fue posible obtener como cambia dicha relación en función del ciclo de trabajo de la llave y de la carga.

También se comprobó el apartamiento que presenta respecto a la relación de conversión ideal. Puede concluirse al respecto, que a medida que la resistencia de carga crece, la relación de conversión se aproxima a la ideal. Esto fue corroborado experimentalmente, con ciclos de trabajo de 0.4, 0.5 y 0.6, alcanzando, para este último, el valor de 300V sobre la salida del C2B.

En lo referente al tiempo t_2 , se concluyó que la presencia de inductancias parásitas en el conexionado y la resistencia de los bobinados, prolonga el tiempo de conmutación de las corrientes. Esto es de vital importancia porque el aumento del tiempo de permanencia en el *modo 2*, limita el crecimiento del ciclo de trabajo. Para reducir este tiempo, deben tomarse principalmente dos recaudos: primero, diseñar inductores con muy reducida resistencia equivalente serie; segundo, lograr un diseño del layout con mínimas inductancias. Finalmente, se observó que el tiempo medido sobre t_1 , correspondiente al *modo 4*, es del orden del 4% del período de conmutación, coincidente con los resultados calculados.

REFERENCIAS

- Erickson, R. W.; D. Maksimovič, "Fundamentals of Power Electronics". Second Edition. Secaucus, NJ, USA: Kluwer Academic Publishers, 2000.
- Shu, L.; Liang, T.; Yang, L.; Lin, R. (2010), "Transformerless high step-up DC-DC converter using cascode technique", *Power Electronics Conference (IPEC), International*, pp.63-67, 21-24 June 2010.
- Changchien, S.-K.; Liang, T.-J.; Chen, J.-F.; Yang, L.-S. (2010), "Step-up DC-DC converter by coupled inductor and voltage-lift technique," *Power Electronics, IET*, vol.3, no.3, pp.369-378, May 2010.
- Wai R.J.; Rou-Yong Duan (2005) , "High step-up converter with coupled-inductor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.20, no.5, pp. 1025- 1035, Sept. 2005.
- Van de Sype D M.; K de Gussemé, B. Renders, A.P. Van den Bossche and J. A. Melkebeek, (2005), "A Single Switch Boost Converter with High Conversion Ratio" *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2005*, vol.: 3, 6-10 March 2005, pp 1581- 1587.
- Pérez, LC; E. Fossas-Colet, S González, Shane Malo y P Puleston, (2008), "Modelado y Análisis de un Convertidor Elevador con Inductancias Acopladas", *XIII Congreso Latinoamericano de Control Automático / VI Congreso Venezolano de Automatización y Control*, 25 al-28 de Noviembre de 2008, Mérida, Venezuela.