

# Estudio de diferentes estrategias de modulación aplicadas al convertidor reductor-elevador no inversor

Víctor Díaz  
Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia (GSEP)  
Universidad Carlos III de Madrid  
Avda. Universidad 30 28911  
Leganés (España)  
victor.diaz@uc3m.es

Andrés Barrado  
Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia (GSEP)  
Universidad Carlos III de Madrid  
Avda. Universidad 30 28911  
Leganés (España)  
andres.barrado@uc3m.es

Antonio Lázaro  
Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia (GSEP)  
Universidad Carlos III de Madrid  
Avda. Universidad 30 28911  
Leganés (España)  
alazaro@ing.uc3m.es

Pablo Zumel  
Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia (GSEP)  
Universidad Carlos III de Madrid  
Avda. Universidad 30 28911  
Leganés (España)  
pzumel@ing.uc3m.es

**Resumen**—El convertidor reductor-elevador de cuatro interruptores (Four Switch Buck-Boost-FSBB) es una topología muy utilizada para aplicaciones CC-CC en las que no se requiere aislamiento galvánico. Esto se debe principalmente a su bidireccionalidad, y a la capacidad de operar bajo un amplio rango de tensiones de entrada y salida. Existen varias estrategias de modulación conocidas para este tipo de convertidor, cada una con sus puntos fuertes y débiles.

En este trabajo se comparan varios tipos de modulación recogidos del estado de la técnica, y se calculan las pérdidas en los transistores y en la bobina. Con esta información, se pretende seleccionar el mejor modulador en función de las tensiones de entrada y salida, la potencia y las limitaciones hardware del FSBB diseñado.

**Palabras clave**—FSBB, NIBB, Modulador, ZVS, ZCS, modulación por ancho de pulsos (PWM), CC-CC.

## I. INTRODUCCIÓN

El convertidor reductor-elevador no inversor o de cuatro interruptores (FSBB) es un convertidor CC-CC muy utilizado. Se implementa en sistemas fotovoltaicos ya que puede funcionar con un amplio rango de tensiones de entrada y salida [1]. Este convertidor también se suele utilizar en aplicaciones de “Smart grid” debido a su bidireccionalidad [2]; para carga de baterías, o intercambio de energía entre buses de corriente continua.

En esencia, este convertidor actúa como un convertidor reductor en serie con un convertidor elevador [3]. Además, reduce el número de componentes y mejora las prestaciones en comparación con convertidores CC-CC similares [4].

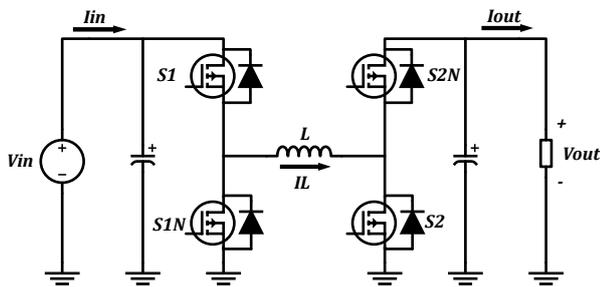


Figura 1. Convertidor reductor-elevador de cuatro interruptores

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades de España a través del proyecto de investigación HIDRON (PID2020-116500RB-I00 / AEI / 10.13039/501100011033), y por la Unión Europea-NextGenerationEU/PRTR-C17.I1, la Comunidad de Madrid y MCIN / AEI / 10.13039/501100011033 a través del proyecto de investigación GREENH2CM.

Se puede considerar que el puente primario del FSBB ( $S_1$  y  $S_{1N}$ ) controla la etapa reductora del convertidor, mientras que el segundo puente ( $S_2$  y  $S_{2N}$ ) correspondería a la etapa elevadora. El interruptor  $S_1$  controlaría la ganancia reductora del convertidor con un ciclo de trabajo igual a  $d_1$ .  $S_2$  controlaría la etapa elevadora con un ciclo de trabajo  $d_2$ . Este modo de funcionamiento daría lugar a la fórmula general ilustrada en (1).

$$G_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{d_1}{1 - d_2} \quad (1)$$

En este trabajo se estudiarán y compararán varias modulaciones aplicables al convertidor FSBB presentes en el estado de la técnica. En la sección II se presentarán las diferentes modulaciones. En la sección III se estudian las limitaciones hardware de cada modulador. En la sección IV se compararán las distintas estrategias de modulación, y en la sección V se extraerán algunas conclusiones de este estudio.

## II. ESTRATEGIAS DE MODULACIÓN

### A. Modulación de modo único (1 Mode Modulation-1MM)

La modulación más sencilla se obtiene igualando  $d_1$  y  $d_2$  ( $d_1 = d_2 = D$ ), por lo que la ecuación (1) se puede simplificar de la siguiente manera:

$$G_v = \frac{D}{1 - D} \quad (2)$$

En esta modulación  $S_1$  y  $S_2$  conmutan de manera simultánea durante un tiempo  $t_1 = D \cdot T$ , donde  $T$  es el periodo de la señal PWM. La corriente por la bobina está representada en la Figura 2 A, donde:

$$I_L = \frac{I_{out}}{1 - D} \quad (3)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T}{L} \quad (4)$$

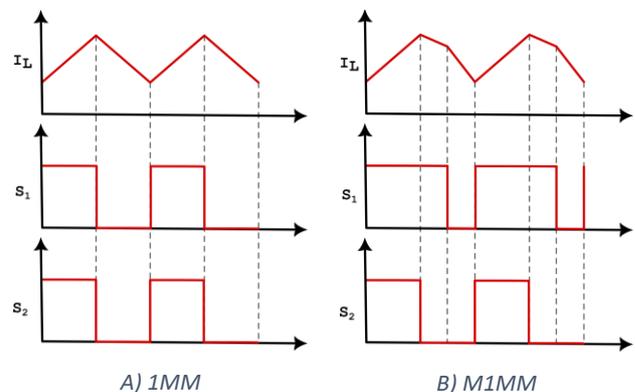


Figura 2. Formas de onda de los modos 1MM

Se puede deducir de (3) que a mayor  $D$  mayor será la corriente media por la bobina ( $I_L$ ), para la misma corriente de salida. Para reducir la corriente por la bobina, en [5], se propone una nueva modulación, en la que  $d_1$  es constante, y  $d_2$  controla el convertidor (modulación de modo único modificada - M1MM), como se aprecia en la Figura 2B. El valor constante de  $d_1$  debe diseñarse de manera que permita al convertidor reducir la tensión en el peor de los casos, ecuación (5).

$$d_1 = \frac{V_{out}(Min)}{V_{in}(Max)} \cdot (1 - d_2(Min)) \quad (5)$$

De acuerdo a (5), si se permite a  $d_2$  alcanzar cero,  $d_1$  será entonces igual a  $G_v(Min)$ . Esto implicaría que la función de transferencia del convertidor resultaría de la siguiente manera:

$$G_v = \frac{G_v(Min)}{1 - d_2} \quad (6)$$

Esta modulación implica que el convertidor actúe como un convertidor elevador con una ganancia determinada, lo que facilita el control en comparación con otros moduladores. Esta solución pretende disminuir el valor medio de la corriente por la bobina. Sustituyendo (6) en (3) (donde  $d_2 = D$ ) se obtiene (7), la nueva corriente por la inductancia.

$$I_L = I_{out} \cdot \frac{G_v}{G_v(Min)} \quad (7)$$

Con (3), (2) y (7) se puede deducir que esta nueva estrategia de modulación solo reducirá la corriente por la bobina cuando la ecuación (8) se cumpla.

$$G_v(Min) \geq D \quad (8)$$

Analizando (8), se puede deducir que cuanto menor sea el valor de  $G_v(Min)$  menor será el rango en el cual mejora las prestaciones con respecto a la modulación 1MM.

### B. Modo reductor – Modo elevador

Para reducir la corriente por la bobina es preciso minimizar la ecuación (3). Para ello el convertidor se puede operar como reductor o elevador de manera independiente y según los niveles de tensión de entrada y salida. Si  $S_{2N}$  está constantemente conduciendo ( $d_2 = 0$ ), entonces el convertidor trabaja como un convertidor reductor, donde:

$$G_v = d_1 \quad (9)$$

$$I_L = I_{out} \quad (10)$$

$$\Delta i_L = \frac{(V_{in} - V_{out}) \cdot d_1 \cdot T}{L} \quad (11)$$

Si, al contrario,  $S_1$  se encuentra permanentemente en conducción ( $d_1 = 1$ ), entonces el convertidor se comportará como un elevador. El convertidor funcionará de la siguiente manera:

$$G_v = \frac{1}{1 - d_2} \quad (12)$$

$$I_L = \frac{I_{out}}{1 - d_2} \quad (13)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} \cdot d_2 \cdot T}{L} \quad (14)$$

En este caso coexisten dos estrategias diferentes de modulación (2MM), como se observa en la Figura 3A. Trabajar con este tipo de modulación presentaría algunas inestabilidades en la región donde  $V_{in} \simeq V_{out}$ , ya que se pierde la capacidad de control del convertidor. Para resolver las inestabilidades en esta región en diferentes artículos se propone añadir una modulación adicional de modo reductor-elevador. En [6] se comparan diferentes aproximaciones digitales para resolver la inestabilidad de la región reductor-elevador, sin embargo, todas ellas presentan discontinuidades en la función de transferencia del convertidor y deben ser corregidas mediante cambios bruscos en el ciclo de trabajo, haciendo la etapa de control más compleja.

En [3] y [7]  $d_1$  se fija a un valor constante  $D$  siempre que el convertidor este trabajando en la zona reductor-elevador, creando una estrategia con tres modos de modulación (3MM), Figura 3B.

Esta modulación resuelve los problemas de inestabilidad cuando  $V_{in} \simeq V_{out}$ , sin embargo, esto implica que cuando el convertidor pasa de la región reductor-elevador a la de elevador,  $d_1$  sufrirá una variación brusca, por lo que, para mantener  $G_v$  constante,  $d_2$  debe cambiar de acuerdo con (1). Como en casos anteriores esto introduce saltos en el ciclo de trabajo que deben ser asumidos por el control.

De manera similar a los casos previos, en [8] y [9], una de las variables de control se fija a un valor constante. En este caso  $d_1$  se fija solo cuando se está en modo reductor-elevador elevando tensión, mientras que mientras se esté reduciendo tensión será  $d_2$  la que se fije, resultando en 4 modos de modulación (4MM), Figura 3C.

Este modo empeora ligeramente el valor de corriente por la bobina. Sin embargo, evita tener que trabajar con ciclos de trabajo cercanos a cero, que pueden suponer un reto para el driver. Este modo de funcionamiento presenta discontinuidades siempre que se cambia de un modo a otro.

Trabajando con la modulación 4MM hay una variable adicional de control, el desfase entre puentes ( $\phi$ ).

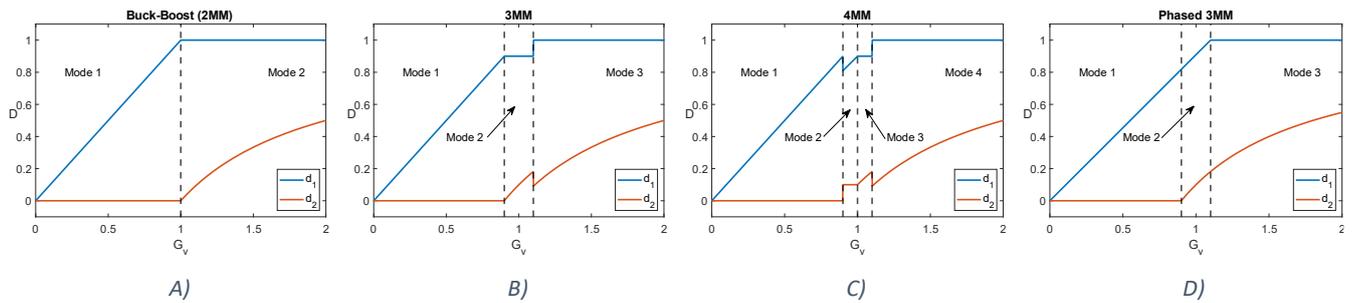


Figura 3. Relación de  $d_1$  y  $d_2$  con respecto a  $G_v$

En [10] se estudia la eficiencia del convertidor trabajando con una modulación 4MM dependiendo de  $\phi$ . Se concluye que la eficiencia es óptima alrededor del punto  $\phi = 180^\circ$ .

Por último, para resolver el problema de las discontinuidades, en [11] y [12] se propone un modulador con dos señales portadoras, cada una de ellas controlando un puente del convertidor, Figura 4. Esto permite una transición suave entre los tres modos de funcionamiento al desfasar las dos funciones de transferencia (Phased 3 Modulation Mode-Ph3MM). Esto evita discontinuidades y cambios bruscos en los ciclos de trabajo, Figura 3.D.

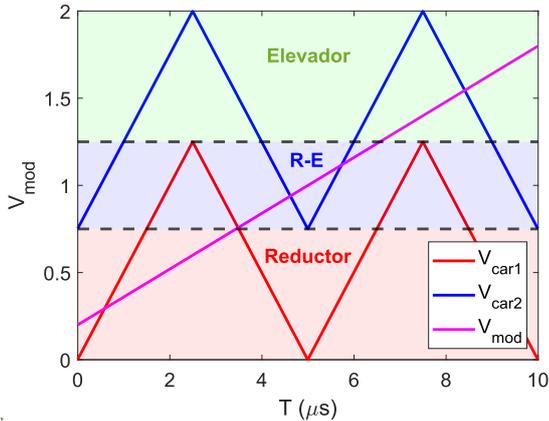


Figura 4. Estrategia de modulación para el modo Ph3MM

### C. Reducción de pérdidas en conmutación

En las secciones previas, todas las modulaciones tenían como objetivo reducir la corriente media a través de la bobina. En estas modulaciones los transistores  $S_1$  y  $S_2$  operan con conmutación dura “hard switching”, lo que aumenta significativamente las pérdidas en conmutación. Existen dos técnicas para reducir las pérdidas en los transistores, la modulación “Zero Current Switching” (ZCS) y la modulación “Zero Voltage Switching” (ZVS).

En [13], se introducen en el convertidor dos transistores y una bobina adicionales para conseguir ZCS. Si bien estos componentes adicionales soportan menos potencia y son, por lo tanto, más pequeños, esta topología añade complejidad y coste al diseño original.

Otra forma de reducir las pérdidas en los transistores es mediante la modulación ZVS. Con este fin, en [14] se propone una modulación en la que se induce una corriente negativa en la bobina para conseguir una conmutación suave en los interruptores  $S_1$  y  $S_2$ . La frecuencia de operación en este modulador debe variar para dar tiempo suficiente a que la corriente alcance el valor negativo necesario, como se ve en la Figura 5A y 5B. La variación de frecuencia obligaría a diseñar los componentes para el peor caso, a la frecuencia más baja.

Para resolver el problema de la frecuencia variable, en [15] se añade una etapa adicional a la modulación, donde  $S_{1N}$  y  $S_2$  conducen, de manera que por la bobina pasa una “corriente en vacío” (Figura 5C y 5D) y mantiene este estado hasta que el periodo  $T$  se acabe.

Desde la publicación de [15] en 2009, varios trabajos han propuesto modificaciones de esta modulación para mejorar ciertas características. En [16] y [17], se estudia la eficiencia global del convertidor y se minimiza la corriente eficaz a través de la bobina utilizando diferentes estrategias. Adicionalmente, en [18] se reduce la corriente en vacío a

través de la inductancia para minimizar las pérdidas de conducción tanto de los transistores como de la bobina.

Los cálculos necesarios para lograr este tipo de modulación son muy complejos, por lo que la estrategia general de control implica la implementación de una tabla con valores precalculados “Look-Up Table” (LUT). Esta LUT necesita de tres parámetros de entrada,  $V_{in}$ ,  $V_{out}$  e  $I_{out}$ . La LUT a implementar es enorme para un amplio rango de tensiones de entrada y de salida. En [19]–[21], se utilizan algunas estrategias para, o bien reducir el tamaño de la LUT (reduciendo las dimensiones de 3D a una LUT 2D), o eliminado completamente la LUT y sustituyéndola por una compleja etapa digital.

Sin embargo, aunque las modificaciones efectivamente mejoran las prestaciones de la modulación, todas siguen siendo muy similares a la propuesta originalmente en [15].

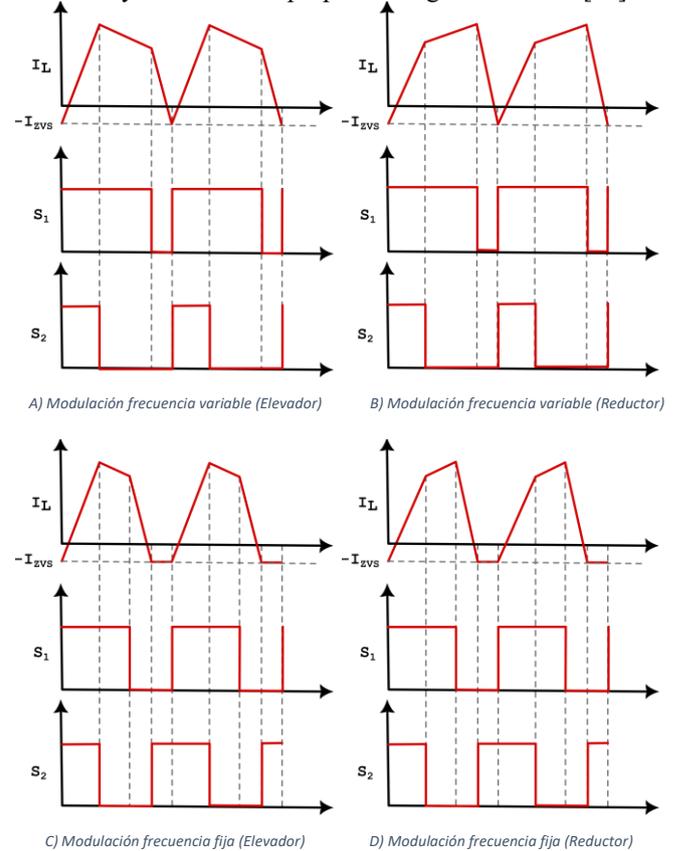


Figura 5. Formas de onda de modulación con conmutación suave

### III. LIMITACIONES HARDWARE

Teniendo en cuenta todos estos tipos de modulación, resulta difícil decidir qué estrategia hay que utilizar en función de las especificaciones del sistema. Como paso previo, hay que comprobar las características de cada modulación para ver si pueden implementarse en el hardware.

#### A. Bootstrap

Es bastante común alimentar el driver superior de una rama de medio puente utilizando una configuración bootstrap. De esta manera, la alimentación del driver superior la proporciona un condensador que se carga siempre que el transistor inferior esté cerrado y, a continuación, suministra la alimentación cuando el transistor superior tiene que conducir.

Dado que el consumo de energía de la puerta del MOSFET es despreciable tras el transitorio de conmutación, el condensador de bootstrap sólo necesita almacenar energía

suficiente para cargar el condensador parásito  $C_{iss}$  hasta, la menos, la tensión umbral. Esta afirmación es cierta siempre que la rama de medio puente esté conmutando. Sin embargo, si el transistor superior está configurado para conducir constantemente (para funcionar en modo elevador o en modo reductor) entonces la suposición ya no es correcta. Significa que el condensador acabará descargándose, abriendo el transistor, y provocando un mal funcionamiento del sistema.

Para resolver este problema, la parte superior de la rama debe estar alimentada por una fuente de potencia aislada. Aunque esta fuente de alimentación no plantea ningún reto técnico, requiere algunos componentes adicionales, incluido un transformador, que aumentarán tanto el volumen como el precio del producto final. Por lo tanto, en aplicaciones en las que se implementa un bootstrap, ya sea por razones de presupuesto o para mejorar la densidad de potencia del convertidor, no se puede seleccionar una modulación que requiera que uno de los transistores esté en conducción en todo momento (2MM, 3MM, 4MM, Ph3MM).

### B. Ciclo de trabajo

Existe otra limitación que concierne al driver, ya sea alimentado mediante bootstrap o fuente aislada de potencia. Siempre que el ciclo de trabajo sea próximo a cero, el driver tendrá dificultades para conmutar correctamente los transistores ya que no tiene tiempo suficiente para cargar el condensador de puerta, por lo que el transistor no conducirá.

Esto significa que para las modulaciones 2MM, 3MM, y Ph3MM siempre que  $d_1$  o  $d_2$  estén cerca de cero el funcionamiento no es el esperado. En este caso, se pueden incluir en la etapa de potencia diodos en antiparalelo con los interruptores principales, para que conduzcan siempre que el ciclo de trabajo sea muy pequeño. Esto implica que cuando se pase de modo reductor a reductor-elevador ( $d_2$  se encuentre próximo a 0) será el diodo en antiparalelo de  $S_{2N}$  el que conduzca en los instantes que debería hacerlo  $S_2$ . Esta pequeña variación modificará levemente la función de transferencia esperada del convertidor.

### C. Corriente de la bobina

Cuando se trabaja con modulaciones que cumplan ZVS (tanto de frecuencia constante como variable), es necesario detectar cuándo la corriente de la bobina es igual a  $-I_{ZVS}$ . Para ello, se necesita un sensor de corriente adicional en serie con la bobina o transistor. Este sensor necesita tener una frecuencia de corte suficiente para detectar el rizado de corriente. El sensor se puede implementar de diferentes maneras, normalmente conectando una resistencia en serie con  $S_{1N}$  [22], no obstante, el retraso en el procesamiento de la información de la etapa digital dificulta la implementación.

Como en los casos anteriores, aunque esta modificación es fácil de implementar, aumenta el precio del convertidor y su volumen.

### D. Selección

de hardware del sistema, se pueden eliminar varias estrategias de modulación.

- Bootstrap:** Si el driver se implementa con una configuración bootstrap 2MM, 3MM, 4MM y Ph3MM no se pueden implementar.
- Ciclo de trabajo mínimo:** Si el ciclo de trabajo tiene una limitación en cuanto al valor más pequeño que puede alcanzar (distinto de 0), entonces no se pueden implementar 2MM, 3MM y Ph3MM.
- Corriente por la bobina:** Si no se añade un sensor para medir la corriente a través de la inductancia, los moduladores que consiguen ZVS no se pueden implementar.

Un resumen de esta selección se puede ver en la Tabla 1.

## IV. COMPARACIÓN DE EFICIENCIA

Considerando que no existen limitaciones de hardware, se ha realizado un análisis de la eficiencia de cada modulación. Para ello, en primer lugar, se ha seleccionado una bobina para cada modulación. Posteriormente, se compara la corriente media por la bobina, para finalizar con una comparación de las pérdidas de los transistores.

### A. Selección de la bobina

Dependiendo de la estrategia de modulación, la bobina se selecciona de forma diferente. Para todas las modulaciones sin ZVS (1MM, M1MM, 2MM, 3MM, 4MM y Ph3MM), la inductancia se selecciona con el fin de reducir tanto las pérdidas globales como el tamaño del convertidor final.

Por otro lado, para las modulaciones con una conmutación suave (Vf ZVS y ZVS), la corriente de la bobina debe alcanzar  $-I_{ZVS}$  en todos los ciclos. Para cumplir este requisito, L debe calcularse como se indica en la ecuación (15). Esta ecuación se ha obtenido analizando la forma de onda de corriente por la bobina y su relación con la potencia de salida.

$$L \leq \frac{V_{in}^2 \cdot V_{out}^2}{2 \cdot P_{out} \cdot (V_{in}^2 + V_{out} \cdot V_{in} + V_{out}^2)} \cdot T \quad (15)$$

Para garantizar la conmutación suave en todos los rangos de potencia y tensiones, L debe calcularse utilizando la potencia de salida máxima y las tensiones mínimas. Cuando se trabaja con frecuencia variable, el periodo T debe seleccionarse como el más pequeño permitido.

TABLA 1. COMPARACIÓN DE DIFERENTES TIPOS DE MODULACIÓN

	Posible con Bootstrap	Necesita sensor de $I_L$	D cercana a cero	Soft Switching	$I_L$ Media	Rizado de $I_L$	$I_L$ RMS	Frecuencia constante
1MM	Si	No	No	No	Alta	Baja	$\approx I_L(Avg)$	Si
M1MM	Si	No	No	No	Alta	Baja	$\approx I_L(Avg)$	Si
2MM	No	No	Si	No	Baja	Baja	$\approx I_L(Avg)$	Si
3MM	No	No	Si	No	Baja	Baja	$\approx I_L(Avg)$	Si
4MM	No	No	No	No	Baja	Baja	$\approx I_L(Avg)$	Si
Ph 3MM	No	No	Si	No	Baja	Baja	$\approx I_L(Avg)$	Si
Vf ZVS	Si	Si	No	Si	Alta	Alto	$\gg I_L(Avg)$	No
ZVS	Si	Si	No	Si	Alta	Alto	$\gg I_L(Avg)$	Si

TABLA 2. PARAMETROS DEL CONVERTIDOR

$V_{out}$	$V_{in}$	$P_{out}$	$T$
45V – 60V	30V – 60V	0 – 2.8kW	5 $\mu$ s

Para los parámetros mostrados en la Tabla 2, y para las modulaciones que no implementan una conmutación suave se ha seleccionado una bobina de 5,1 $\mu$ H para que el rizado de corriente por la bobina sea siempre inferior al 20% del valor medio. Para todas las modulaciones que consiguen conmutación suave L es igual a 0,481 $\mu$ H de acuerdo con (15) y la Tabla 2, añadiendo un factor de seguridad de un 10%.

### B. Corriente por la bobina

Como se ha visto en secciones anteriores, el objetivo principal de la mayoría de las modulaciones es reducir la corriente media a través de la bobina para reducir las pérdidas. Esta reducción puede apreciarse en la Figura 6, donde la modulación 1MM y M1MM tienen corrientes más altas que la ZVS y 2MM. Se puede apreciar adicionalmente como la corriente por la bobina se iguala a la corriente de salida en la modulación 2MM en modo reductor.

La diferencia entre las modulaciones 2MM, 3MM, 4MM y Ph3MM se localiza sólo en la región donde  $V_{in} \approx V_{out}$ , ya que en los modos reductor y elevador todas las estrategias trabajan de la misma manera. En la Figura 7 se puede ver un detalle de la región reductor-elevador, donde la modulación 2MM es la que da lugar a la menor corriente. Dado que la 2MM no puede utilizarse debido a las inestabilidades en la región  $V_{in} = V_{out}$ , la modulación Ph3MM es el que da lugar a la menor corriente media, seguida de la 3MM y la 4MM.

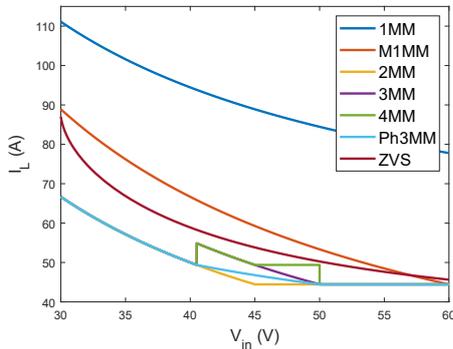


Figura 6. Corriente media por la bobina para las diferentes modulaciones.  $V_{out}=45V$ ;  $P_{out}=2000W$

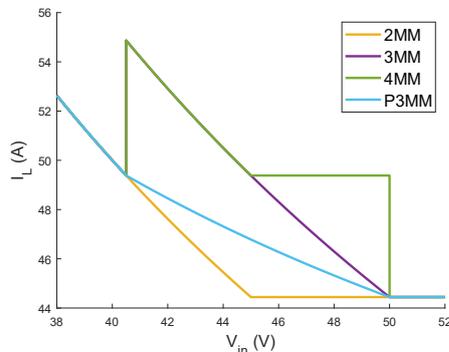


Figura 7. Detalle de la corriente media por la bobina en modo reductor-elevador para las modulaciones 2MM, 3MM, 4MM y Ph3MM.  $V_{out}=45V$ ;  $P_{out}=2000W$

### C. Pérdidas transistores

Se ha realizado una comparación de las distintas modulaciones para estudiar los puntos de funcionamiento con menores pérdidas en los transistores. Para facilitar la comparación se ha reducido el número de modulaciones. En primer lugar, entre las modulaciones 1MM y M1MM se estudia esta última, ya que la corriente de la bobina es significativamente menor, en el rango de comparación. A continuación, de todas las modulaciones con varios modos de trabajo, se estudia la Ph3MM, por ser la modulación que presenta la corriente media más baja de entre las implementables. Por último, también se compara una modulación con ZVS.

Las pérdidas de los transistores se han calculado analíticamente, utilizando la herramienta MATLAB. Se ha diferenciado entre pérdidas de conducción y de conmutación, y se han calculado siguiendo [23]. Esta comparación se ha estudiado para la tensión nominal de entrada, y todas las combinaciones posibles de potencia y tensiones de salida.

Esta comparación se ilustra en la Figura 8, donde, como era de esperar, M1MM es la modulación con mayores pérdidas, ya que tiene los cuatro transistores conmutando con conmutación dura y una corriente media por la bobina mayor.

Se puede observar que en la zona reductor-elevador ( $V_{in} \approx V_{out}$ ) las pérdidas en conmutación de la modulación Ph3MM aumentan (Figura 9). Esto se debe a que, para esta modulación, esta es la única zona donde todos los transistores conmutan. Por otro lado, la modulación ZVS tiene conmutación suave en el encendido, sin embargo, tiene conmutación dura en el apagado. Si a esto se le añade que la corriente media por la bobina con la conmutación ZVS aumenta significativamente, las pérdidas de modulación ZVS son, por lo general, mayores a las del modulador Ph3MM.

Dado que para la modulación ZVS el rizado de corriente se minimiza en la región reductor-elevador, se puede apreciar que en esta modulación las pérdidas son mínimas cuando  $V_{in} = V_{out}$ . Esto significa que, si no se considera ninguna limitación de hardware, la mejor modulación para el FSBB ante un amplio rango de potencias y tensiones sería la Ph3MM, ya que, reduce las pérdidas de los transistores al conmutar solo una rama. Aunque, si el convertidor trabaja exclusivamente en la zona reductor-elevador y con corrientes bajas, la mejor modulación es la ZVS, ya que, las pérdidas de los transistores son menores a las de la modulación Ph3MM. Aunque la opción óptima consistiría en la combinación de estas dos modulaciones dependiendo del punto de trabajo.

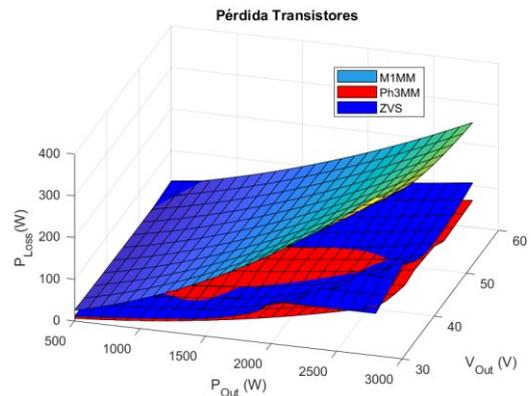


Figura 8. Comparación de pérdidas en los transistores de las modulaciones M1MM, Ph3MM y ZVS en función de  $V_{out}$  y  $P_{out}$ .  $V_{in}=45$

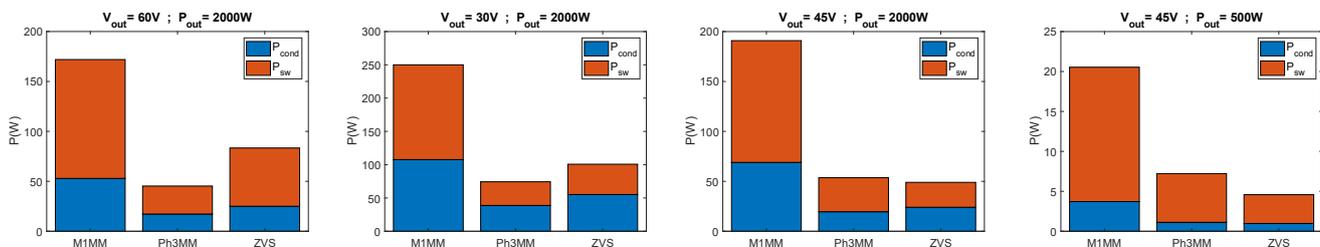


Figura 9. Desglose de las pérdidas de los transistores en los puntos más significativos

## V. CONCLUSIONES

En este trabajo se han estudiado y comparado varias modulaciones aplicables al convertidor reductor-elevador no inversor (FSBB). Partiendo de la modulación más sencilla (1MM), se han presentado varios trabajos que ilustran diferentes modificaciones para mejorar la eficiencia del convertidor. Algunas de estas modulaciones pretendían reducir la corriente de la bobina (M1MM, 2MM, 3MM, 4MM y Ph3MM), mientras que otras pretendían, principalmente, reducir las pérdidas en los transistores (Vf ZVS, ZVS).

Posteriormente, se han presentado algunas limitaciones de hardware para cada una de las modulaciones estudiadas. Se finalizó realizando una comparación de todos los tipos de modulación. En primer lugar, se presentó un estudio de la corriente media a través de la bobina, para terminar con un análisis de las pérdidas en los transistores de las modulaciones más relevantes. Se concluyó que las mejores modulaciones son la Ph3MM y la ZVS, dependiendo de las condiciones de trabajo del convertidor.

## REFERENCIAS

[1] C.-W. Chen y Y.-M. Chen, «Analysis of the series-connected distributed maximum power point tracking PV system», en *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, mar. 2015, pp. 3083-3088. doi: 10.1109/APEC.2015.7104791.

[2] H.-S. Lee y J.-J. Yun, «High-Efficiency Bidirectional Buck-Boost Converter for Photovoltaic and Energy Storage Systems in a Smart Grid», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, n.º 5, pp. 4316-4328, may 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2860059.

[3] X. Ren, X. Ruan, H. Qian, M. Li, y Q. Chen, «Dual-edge modulated four-switch Buck-Boost converter», en *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, jun. 2008, pp. 3635-3641. doi: 10.1109/PESC.2008.4592520.

[4] M. Schulz, N. Schleppmann, K. Gosses, R. Chacon, y B. Wunder, «Four Switch Buck/Boost Converter to Handle Bidirectional Power Flow in DC Subgrids», en *PCIM Europe digital days 2020; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, jul. 2020, pp. 1-8.

[5] Y. Wang, J. Lan, X. Huang, T. Fang, X. Ruan, y M. Dong, «An Improved Single-mode Control Strategy Based on Four-switch Buck-Boost Converters», en *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, mar. 2020, pp. 320-325. doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124612.

[6] M. Fernandez, A. Rodriguez, M. Rodriguez, A. Vazquez, P. Fernandez, y M. Arias, «Smooth-Transition Simple Digital PWM Modulator for Four-Switch Buck-Boost Converters», *Electronics*, vol. 11, n.º 1, Art. n.º 1, ene. 2022, doi: 10.3390/electronics11010100.

[7] X. Ren, X. Ruan, H. Qian, M. Li, y Q. Chen, «Three-Mode Dual-Frequency Two-Edge Modulation Scheme for Four-Switch Buck-Boost Converter», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n.º 2, pp. 499-509, feb. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2008.2005578.

[8] L. Callegaro, M. Ciobotaru, D. J. Pagano, E. Turano, y J. E. Fletcher, «A Simple Smooth Transition Technique for the Noninverting Buck-Boost Converter», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, n.º 6, pp. 4906-4915, jun. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2731974.

[9] H. Qin, Y. Yang, S. Xie, W. Chen, J. Peng, y D. Fu, «Mechanism of Duty Cycle Mutation and a New Mode Smooth Switching Control

Method in High Efficiency Four-Mode Four-Switch Buck-Boost Converter», en *2022 International Conference on Power Energy Systems and Applications (ICoPESA)*, feb. 2022, pp. 304-311. doi: 10.1109/ICoPESA54515.2022.9754390.

[10] Y. Bai, Z. Zhu, Z. Yang, S. Zha, y S. Hu, «Analysis and Comparison of Inductor Current Characteristics for Non-Inverting Buck-Boost Converter With Four-Mode Modulation», en *2022 IEEE 5th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, may 2022, pp. 2534-2540. doi: 10.1109/CIEEC54735.2022.9846753.

[11] Y.-J. Lee, A. Khaligh, y A. Emadi, «A Compensation Technique for Smooth Transitions in a Noninverting Buck-Boost Converter», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n.º 4, pp. 1002-1015, abr. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2008.2010044.

[12] I. Aharon, A. Kuperman, y D. Shmilovitz, «Analysis of Dual-Carrier Modulator for Bidirectional Noninverting Buck-Boost Converter», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n.º 2, pp. 840-848, feb. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2315993.

[13] H. Yun, M. Dong, Y. Jian, J. Wan, M. Shen, y Y. Wang, «Application of soft-switching technology in four switch Buck-Boost circuit», en *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, jun. 2017, pp. 1675-1679. doi: 10.1109/ICIEA.2017.8283108.

[14] K. Xia, Z. Li, Y. Qin, Y. Yuan, y Q. Yuan, «Minimising peak current in boundary conduction mode for the four-switch buck-boost DC/DC converter with soft switching», *IET Power Electron.*, vol. 12, n.º 4, pp. 944-954, 2019, doi: 10.1049/iet-pel.2018.5689.

[15] S. Waffler y J. W. Kolar, «A Novel Low-Loss Modulation Strategy for High-Power Bidirectional Buck-Boost Converters», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n.º 6, pp. 1589-1599, jun. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2015881.

[16] T. Mao, Z. Guo, y S. Mu, «Soft Switching Control Strategy of Four-Switch Buck-Boost Converter for High Efficiency», en *2022 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, nov. 2022, pp. 226-231. doi: 10.1109/PEAC56338.2022.9959120.

[17] Q. Liu, Q. Qian, M. Zheng, S. Xu, W. Sun, y T. Wang, «An Improved Quadrangle Control Method for Four-Switch Buck-Boost Converter With Reduced Loss and Decoupling Strategy», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, n.º 9, pp. 10827-10841, sep. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3064074.

[18] Q. Liu, Q. Qian, B. Ren, S. Xu, W. Sun, y H. Li, «A New Modulation Strategy for Four-switch Buck-boost Converter with Reduced Freewheeling Current», en *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, mar. 2020, pp. 2104-2108. doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124107.

[19] L. Tian, X. Wu, C. Jiang, y J. Yang, «A Simplified Real-Time Digital Control Scheme for ZVS Four-Switch Buck-Boost With Low Inductor Current», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, n.º 8, pp. 7920-7929, ago. 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3104616.

[20] J. Fang, X. Ruan, X. Huang, R. Dong, X. Wu, y J. Lan, «A PWM Plus Phase-Shift Control for Four-Switch Buck-Boost Converter to Achieve ZVS in Full Input Voltage and Load Range», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, n.º 12, pp. 12698-12709, dic. 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3135522.

[21] F. Liu, J. Xu, Z. Chen, R. Huang, y X. Chen, «A Constant Frequency ZVS Modulation Scheme for Four-Switch Buck-Boost Converter with Wide Input and Output Voltage Ranges and Reduced Inductor Current», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 1-10, 2022, doi: 10.1109/TIE.2022.3187591.

[22] Z. Zhou, H. Li, y X. Wu, «A Constant Frequency ZVS Control System for the Four-Switch Buck-Boost DC-DC Converter With Reduced Inductor Current», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, n.º 7, pp. 5996-6003, jul. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2884950.

[23] D. D. Graovac, M. Pürschel, y A. Kiepe, «MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters». Infineon, 2006.

