

## ► Fuente de alimentación de alta tensión para aceleradores electrostáticos

---

### Resumen

Se presenta el diseño e implementación de una maqueta de una fuente de alimentación para aplicación en un acelerador electrostático. Se propone el empleo de un ondulator autónomo en medio puente y un multiplicador de tensión capacitivo. El convertidor propuesto opera con una frecuencia variable comprendida entre los 2 y los 10 kHz. Se presentan los resultados de un prototipo a escala capaz de entregar 1,5 kV de tensión continua, con una potencia de 3 kW. Se demuestra que es factible la utilización de transformadores de aislamiento con núcleo de hierro-silicio laminado, en el rango de frecuencias de operación mencionado.

### Palabras clave

Fuente de alimentación de alta tensión, aceleradores electrostáticos, conmutaciones suaves, medio puente, multiplicador de Greinacher.

### Introducción

El cáncer es una enfermedad provocada por células que se reproducen sin control y de manera autónoma. Actualmente se conocen más de 100 tipos de cáncer, para muchos de los cuales no se dispone de un tratamiento efectivo.

Existen tratamientos con radiación gama (radioterapia convencional) aplicables a los casos en los cuales el tumor se encuentra concentrado en un volumen

definido. Sin embargo, los tumores difusos e infiltrantes representan un desafío mayor, ya que su tratamiento implica idealmente la eliminación de las células cancerígenas dispersas sin afectar al tejido sano circundante.

La terapia por captura neutrónica en boro (BNCT) es una alternativa novedosa que surge como posible tratamiento para tumores difusos y radiorresistentes. Es una técnica así llamada "binaria" que requiere la presencia simultánea de un flujo de neutrones con energía adecuada y de un compuesto que contenga un capturador de neutrones (por ejemplo  $^{10}\text{B}$ , el isótopo de masa 10 del boro que no es tóxico a las concentraciones requeridas) que se acumula preferentemente en las células del tumor. Los neutrones interactúan nuclearmente con el  $^{10}\text{B}$ , liberando partículas cargadas pesadas (alfa y  $^7\text{Li}$ ) que producen un daño selectivo y confinado a las células cancerígenas. Actualmente la terapia se encuentra en etapa de investigación y desarrollo, habiéndose probado clínicamente en Japón, Estados Unidos, Europa y en la República Argentina, mediante el uso de reactores como fuentes neutrónicas.

Sin embargo, el uso de aceleradores para tal fin representa una alternativa más sencilla, menos costosa y adecuada para su uso en hospitales, que ya está siendo desarrollada en algunos países. En la República Argentina, en la Comisión Nacional de Energía Atómica (CNEA), se está desarrollando un proyecto cuyo objetivo es el desarrollo de una fuente neutrónica implementada mediante

un acelerador electrostático de alta potencia. Este acelerador de tipo electrostático sería el primero en el mundo con sus características, con lo cual cabe destacar la originalidad del proyecto y de la estrategia de implementación adoptada, dado el estado del arte actual en materia de BNCT con aceleradores.

En el presente trabajo se aborda el diseño y construcción de fuentes de alimentación de alta tensión para aceleradores electrostáticos. El objetivo principal es probar que es factible el uso de transformadores comerciales de alta tensión para el desarrollo de este tipo de fuentes de alimentación, cuyos núcleos generalmente están contruidos con laminaciones de hierro-silicio. Se adopta un esquema de fuente conmutada, operando a frecuencias superiores a la de red, empleando un transformador de aislamiento con núcleo de hierro-silicio laminado. El propósito original del trabajo era probar la factibilidad de adaptar un transformador comercial. Para ello, lo primero que se quería probar era el uso de laminaciones de hierro-silicio, lo cual era necesario para satisfacer la idea original, pero también necesario para emplear transformadores con núcleo de hierro-silicio operando a mayor frecuencia y especialmente diseñados para ese tipo de convertidores. El esquema de elevación de tensión está basado en un multiplicador de Greinacher, también conocido como "multiplicador de Cockroft-Walton". El acelerador en cuestión deberá tener una tensión de 1,2 MV. La fuente de alimentación requerida debe ser capaz de entregar 1,2 MV y 60 mA de tensión y corriente de salida respectivamente, con un nivel de rizado de tensión del orden del 0,1%.

### **Fuentes de alimentación de los aceleradores de iones de tipo electrostático**

Los aceleradores electrostáticos emplean campos eléctricos constantes para lograr transferir la energía cinética necesaria a las partículas que se desea acelerar. Para ello, se usan fuentes de alimentación de energía

eléctrica que deben ser capaces de entregar una tensión continua de un nivel elevado, con pasos de tensión intermedios de decenas a centenares de miles de voltios, hasta sumar una tensión total que puede alcanzar varios millones de voltios. Estas fuentes constituyen una parte fundamental de los aceleradores y existen diferentes estrategias para su implementación. A continuación, se describen las principales técnicas.

### **Generador de acoplamiento inductivo**

En este tipo de generadores se utiliza un transformador de alta tensión con un único primario y varios secundarios. Se conecta un generador de tensión alterna al primario del transformador. En cada secundario se conecta un rectificador que permite obtener niveles de tensión continua a partir de las tensiones inducidas en cada uno de los secundarios. Finalmente, los rectificadores se asocian en serie para obtener como tensión final la suma de las tensiones obtenidas en cada rectificador.

Una de las desventajas de este tipo de generador radica en la construcción del transformador de alta tensión. Se trata de un transformador especial, no convencional, que requiere de núcleo seccionado con aislaciones aptas para soportar las tensiones de trabajo. Sin embargo, mediante esta clase de generadores es posible obtener niveles de corriente elevados. Los rectificadores conectados a cada secundario pueden ser reemplazados por fuentes de alta tensión más pequeñas para optimizar la topología y maximizar la tensión de salida del generador.

### **Multiplicador capacitivo de Greinacher**

Este tipo de generadores de alta tensión utiliza una tensión alterna de entrada que se aplica a una red de capacitores y diodos.

Su principio de funcionamiento puede ser resumido de la siguiente manera: la conducción alternada de cierta combinación de diodos permite la carga de los capacitores de la red, algunos de los cuales al estar asociados

en serie producen una tensión de salida equivalente a la suma de las tensiones individuales de cada uno de ellos. Cada capacitor, con la excepción de  $C_1$ , se carga al doble del valor pico de la tensión de entrada  $V_s$ , con la polaridad indicada en la figura 1.

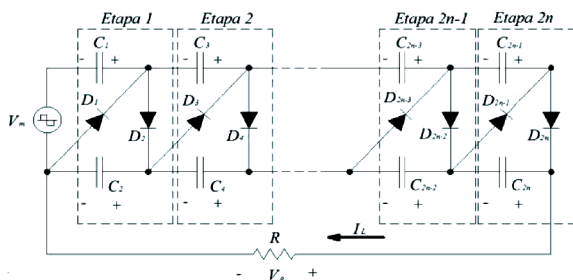


Figura 1. Multiplicador de Greinacher.

Con cada celda adicional agregada a la red (cada celda está compuesta por dos diodos y dos capacitores) la tensión de salida que se obtiene con este multiplicador aumenta idealmente dos veces el valor de tensión pico del generador de entrada.

El circuito de la figura 1 suele incluir un transformador de aislamiento entre el generador de tensión alterna de entrada y el circuito multiplicador. El transformador requerido

en ese caso no trabajará a tensiones elevadas como en el caso del generador de acoplamiento inductivo tratado anteriormente, evitando así los problemas ya mencionados. Los transformadores sometidos a elevados niveles de tensión utilizan núcleos sumergidos en aceite para lograr altos niveles de aislamiento. En el caso del multiplicador de Greinacher, los componentes discretos están sometidos a niveles de tensión del mismo orden que el generador de entrada, con lo cual la tensión se encuentra distribuida a lo largo de todas las celdas multiplicadoras que forman parte del circuito. Con este generador es posible obtener niveles de tensión del orden del megavolt sin aislaciones especiales, con condiciones de presión y temperatura normales, instalando el circuito en una habitación amplia, y utilizando transformadores elevadores comerciales. Es en este punto, donde el objetivo principal planteado para este trabajo cobra mayor sentido, ya que por lo general, los transformadores de alta tensión comerciales suelen estar contruidos con núcleos de hierro-silicio laminado.

Por otra parte, este tipo de generador ofrece como ventaja adicional, la posibilidad de obtener tensiones de salida escalonadas, lo cual resulta de gran utilidad en generadores de alta tensión para aceleradores electrostáticos.

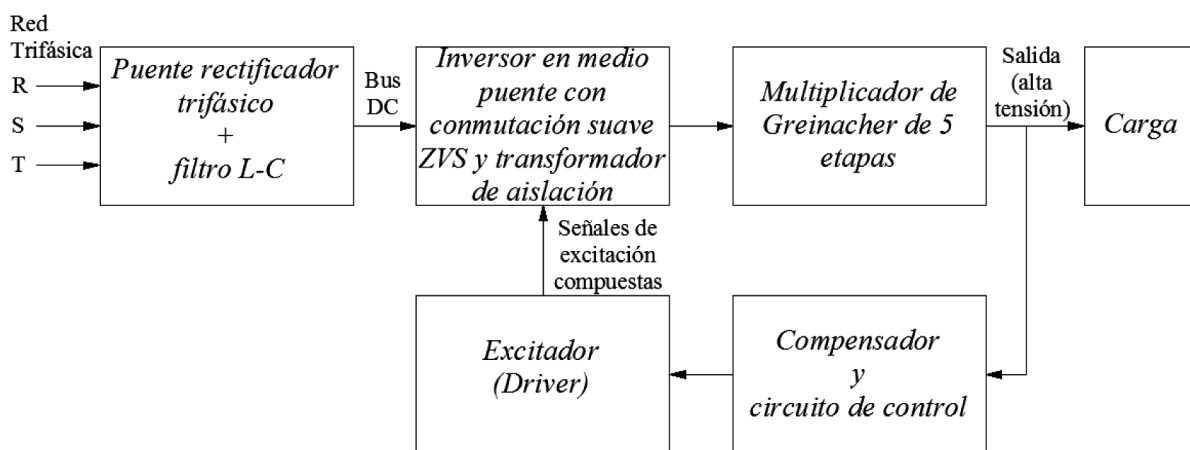


Figura 2. Diagrama en bloques de la maqueta implementada.

## Desarrollo del trabajo

Se realizó el diseño y construcción de una maqueta (o prototipo de menor escala) de una fuente de alta tensión con las siguientes características:

- » Generador de alta tensión basado en un multiplicador capacitivo de media onda de cinco etapas. El prototipo es capaz de entregar una potencia de 3 kW y una tensión de salida de al menos 1,5 kV.
- » El multiplicador capacitivo es alimentado por un inversor en medio puente operando a una frecuencia comprendida entre 2 y 10 kHz. Se propusieron e implementaron tres estrategias de control diferentes: control PWM clásico, control por variación de frecuencia y un control mixto.
- » En el caso del control por variación de frecuencia, se obtiene un convertidor de alto rendimiento, recurriendo a la técnica de conmutación ZVS.
- » Se consigue la regulación de la tensión de salida actuando sobre el control de la etapa inversora.

## Diagrama en bloques

En la figura 2 se observa un diagrama en bloques de la maqueta implementada para este trabajo. Se recurre a técnicas de electrónica de potencia para la reducción del

volumen tanto de los componentes magnéticos como de los capacitores del convertidor.

La fuente de alimentación implementada se alimenta de la red eléctrica (trifásica). En una primera etapa se utiliza un rectificador trifásico en puente completo (conversión CA-CC). Se incluye una red de filtrado L-C para mejorar el factor de potencia presentado a la red.

La carga utilizada para probar la maqueta construida se confeccionó en base a la asociación en paralelo de conjuntos de lámparas halógenas o resistores conectados en serie. A plena carga, es posible disipar una potencia nominal de 3 kW sobre esta carga de alta tensión, con pasos de 100 W aproximadamente.

Para el comando de los transistores IGBT del inversor se utilizó un excitador integrado.

## Etapa de potencia

En la figura 3 se observa con mayor detalle el esquema circuital de la etapa de potencia, conformada por el inversor en medio puente, el transformador de aislamiento con núcleo de hierro-silicio laminado y el multiplicador de Greinacher.

El inversor en medio puente utiliza dos llaves bidireccionales, implementadas mediante transistores IGBT con

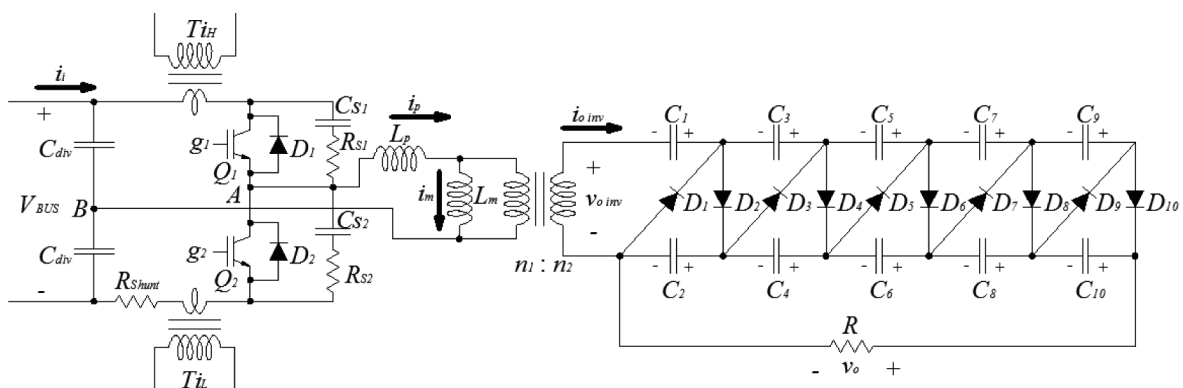


Figura 3. Inversor en medio puente y multiplicador capacitivo de tensión con carga resistiva, transformadores de corriente, componentes de ZVS y resistor sensor de corriente.

diodo en antiparalelo integrado. En la figura 3 también puede observarse dos transformadores de corriente que permiten medir la corriente por los transistores para implementar una protección por sobrepicos de corriente.

También se observa el agregado de componentes para la conmutación suave del tipo ZVS ( $C_{z1}$ ,  $C_{z2}$  y  $L_p$ ). El inductor  $L_p$  cumple además una función de filtrado de la corriente del multiplicador. Si ese inductor no estuviese, el multiplicador tomaría corriente en forma de impulsos, lo cual podría resultar destructivo para los transistores del inversor y los diodos del multiplicador.

Directamente conectado al secundario del transformador de aislamiento se encuentra el multiplicador capacitivo. En este caso, se trata de un multiplicador de media onda de cinco etapas. El multiplicador no admite acción correctiva alguna, razón por la cual es considerado un bloque circuital más dentro del lazo de realimentación. Por esta razón, su modelización con respecto a su comportamiento dinámico fue de vital importancia en el desarrollo de este trabajo.

El diseño de componentes magnéticos, así como la elección de todos los componentes del esquema circuital adoptado, también han sido objeto de estudio del presente trabajo.

## Esquemas de control

Fueron ensayados tres métodos de control con realimentación:

- » Control por variación de ciclo de trabajo (PWM).
- » Control por variación de frecuencia de conmutación.
- » Control por variación conjunta de ciclo de trabajo y frecuencia.

En todos los casos, la variable sensada es la tensión de salida. En la figura 4 se muestran los esquemas de control mencionados anteriormente. En la figura 5 se observa una curva teórica del comportamiento de la etapa inversora en función de la variación de parámetros tales

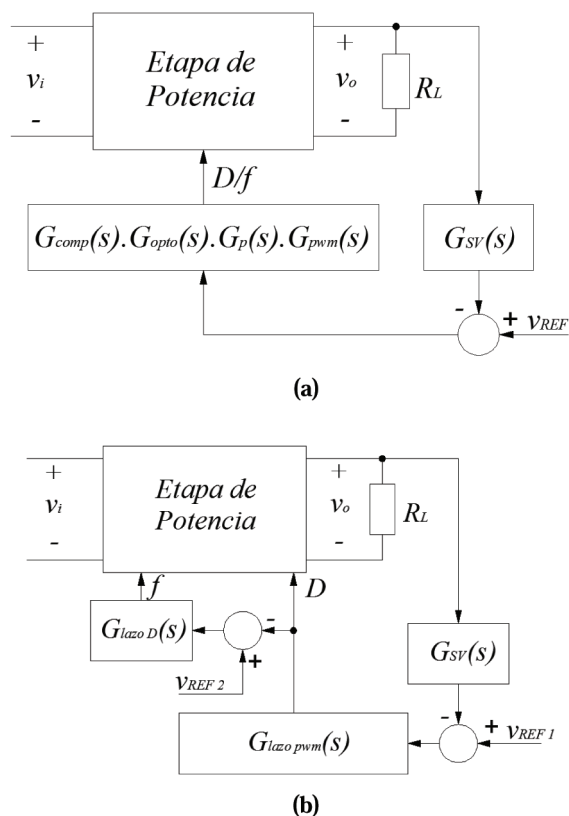


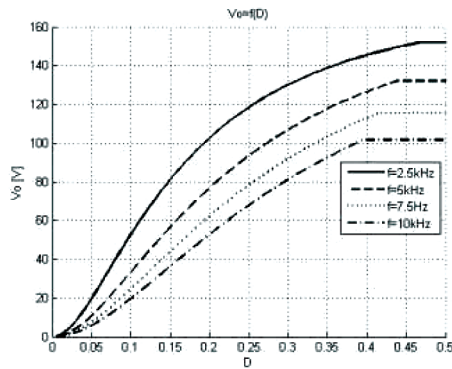
Figura 4. Esquemas de control por realimentación implementados. (a) Esquema de control por variación de frecuencia/ciclo de trabajo. (b) Esquema de control por variación conjunta de ciclo de trabajo y frecuencia.

como el ciclo de conducción de los transistores, la frecuencia de conmutación y las variaciones de carga.

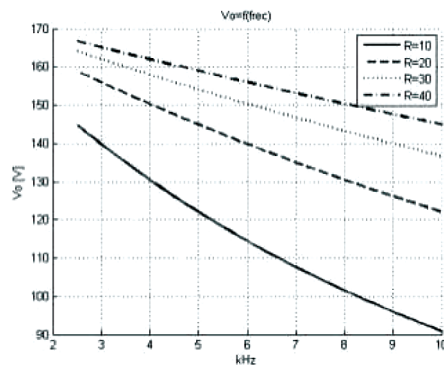
Cada esquema de control presenta ventajas y desventajas. El control por variación de ciclo de trabajo permite una regulación de tensión de salida para cualquier condición de carga. Sin embargo, con esta estrategia de control no es posible obtener conmutación suave del tipo ZVS.

Por su parte, el control por variación de frecuencia permite aplicar técnicas de conmutación ZVS, pero la regulación de la tensión de salida ante variaciones de la condición de carga solamente es posible en un rango reducido.

Dadas las características de los sistemas de control mencionados, se propuso un esquema combinado de control que consiste en la variación conjunta de



(a)



(b)

Figura 5. Tensión de salida pico de la etapa inversora. (a) En función del ciclo de trabajo. (b) En función de la frecuencia de conmutación.

frecuencia y ciclo de trabajo, buscando combinar las virtudes de ambos métodos. Ante condiciones de carga cercanas a la nominal, predomina un esquema de control por variación de frecuencia y conmutación suave ZVS. Cuando la corriente requerida por la carga disminuye, predomina un control por variación de ciclo de trabajo y se tienen conmutaciones duras.

### Mediciones experimentales

Se efectuó la conexión en cascada del inversor con el multiplicador capacitivo, obteniéndose tensiones de salida en el orden de los 1,5 kV o superiores. El esquema de este ensayo se puede observar en la figura 6.

### Formas de onda en la etapa de potencia

Se presentan las formas de onda de tensión y corriente obtenidas a partir del esquema del inversor en medio

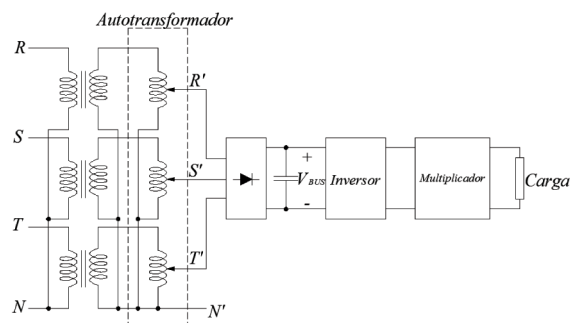


Figura 6. Esquema de ensayos del inversor en medio puente en conjunto con el multiplicador capacitivo con carga resistiva.

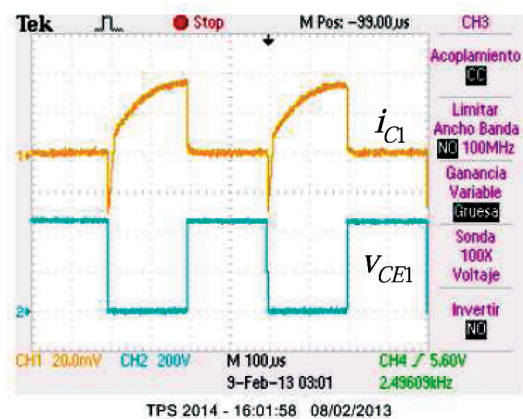


Figura 7. Formas de onda sobre el transistor T1, para un ciclo de trabajo de  $D=0,5$ . CH1: Corriente de colector C1 (punta de corriente 5 A/10 mV), CH2: Tensión colector-emisor CE1.

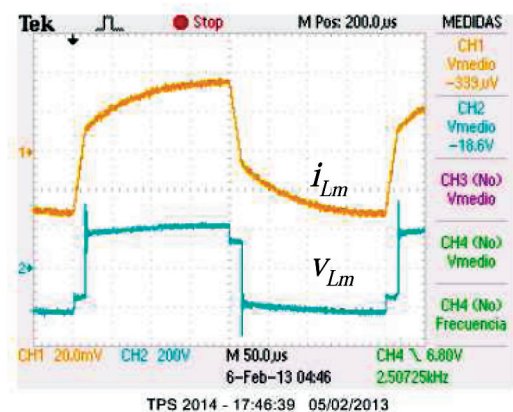


Figura 8. Formas de onda de tensión sobre el primario del transformador de aislamiento  $v_{Lm}$  y corriente a través del inductor de conmutación y filtrado  $i_{Lp}$ , para un ciclo de trabajo de  $D = 0,5$ . CH1: Corriente del inductor de conmutación y filtrado  $i_{Lp}$  (punta de corriente 5 A/10 mV), CH2: Tensión sobre el primario del transformador  $v_{Lm}$



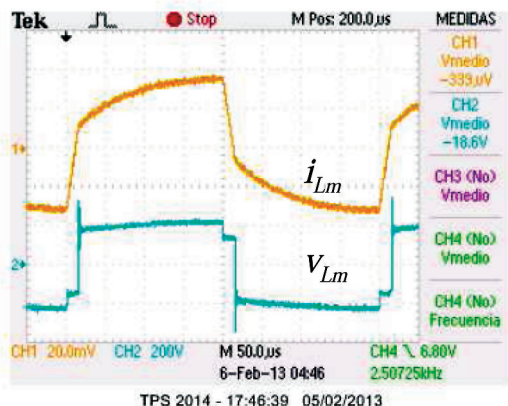


Figura 9. Formas de onda características del multiplicador capacitivo para un ciclo de trabajo de  $D=0,5$  y potencia de salidanominal. CH1: Corriente de salida (punta de corriente 5 A/10 mV), CH2: Tensión de salida del inversor  $v_{inv}$ , CH3: Tensión de salida del multiplicador  $v_o$ .

puede en cascada con el multiplicador capacitivo de tensión, con carga resistiva, mostrado en la figura 4.

En la figura 7 se presentan los oscilogramas obtenidos, con una tensión de entrada  $V_{BUS}=500V$  y una frecuencia de operación de  $f_s=2,5kHz$ . Se tomaron las formas de onda para el caso con ciclo de trabajo  $D=0,5$  y para  $D=0,25$ .

En la figura 8 se observan las formas de onda de tensión y corriente en el primario del transformador de aislamiento. En la figura 9 se presentan las formas de onda características de la etapa multiplicadora. En general, para la gran mayoría de oscilogramas se utilizó como señal de sincronismo la tensión de control  $v_g1$ .

### Control

La compensación del lazo de realimentación fue posible en dos de los tres esquemas de control propuestos.

En la figura 10 se muestran oscilogramas de señales tomadas en puntos estratégicos del circuito que implementa el lazo de realimentación y control, para cada estrategia de control analizada. Dichos oscilogramas fueron tomados bajo condiciones de carga nominal, introduciendo una perturbación en la señal de referencia.

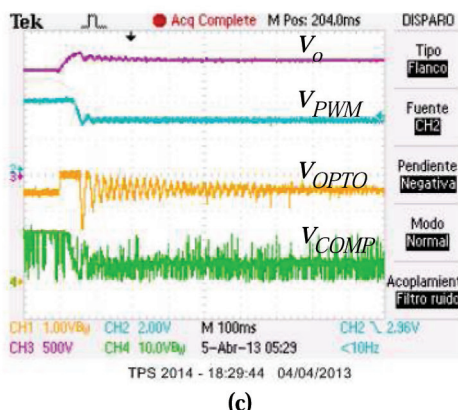
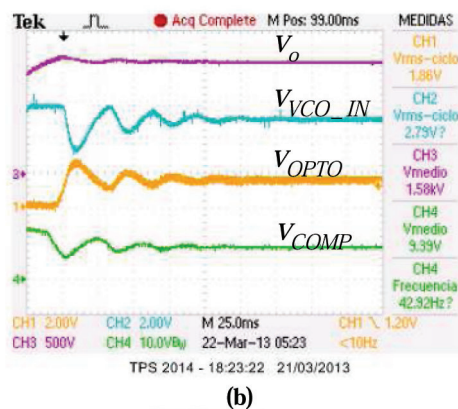
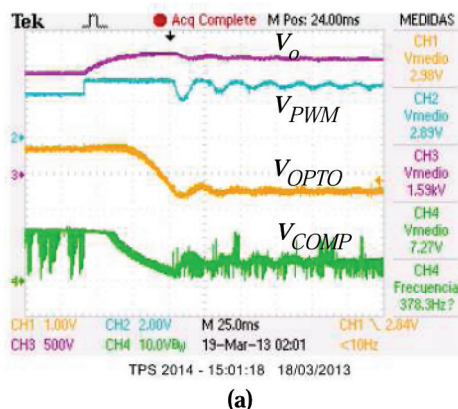


Figura 10. Señales de control en puntos estratégicos del lazo de realimentación.  
 (a) Control por variación de ciclo de trabajo.  
 (b) Control por variación de frecuencia.  
 (c) Control por variación conjunta de ciclo de trabajo y frecuencia.

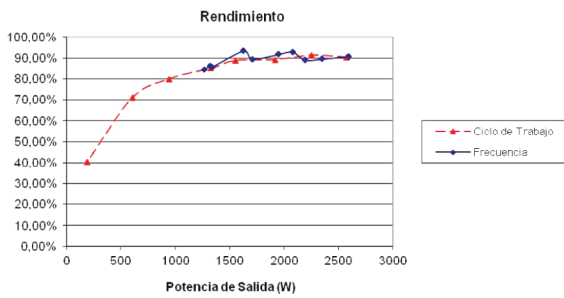


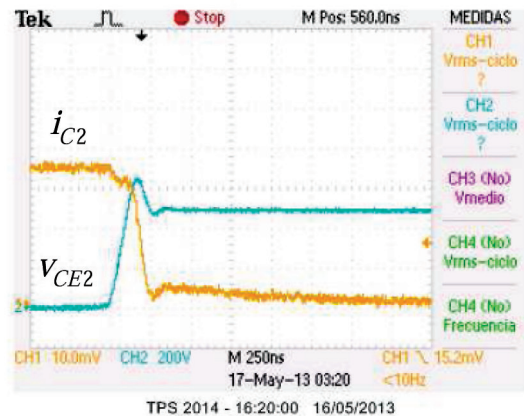
Figura 11. Gráfico comparativo del rendimiento obtenido en el convertidor con diferentes esquemas de control (variación de ciclo de trabajo, y variación de frecuencia).

El esquema de control por variación conjunta de frecuencia y ciclo de trabajo no resultó estable. Esto se debió posiblemente a la discontinuidad que surge al linealizar el sistema (principalmente de la etapa inversora). Tal hecho queda en evidencia al observar detenidamente la figura 5 (a). Sin embargo, si se configura el lazo de forma tal que el sistema se estabilice a un ciclo de trabajo menor a  $D=0,5$ , se puede evitar la discontinuidad y es posible estabilizar el sistema, tal y como puede observarse en la figura 10 (c).

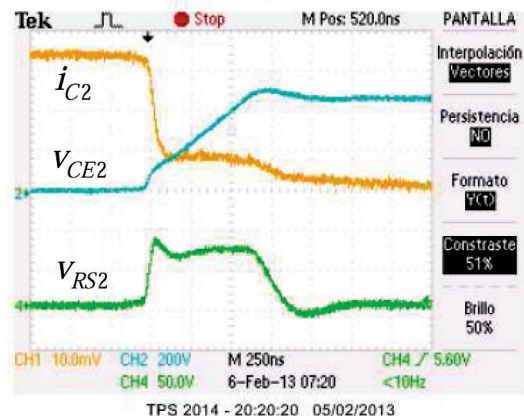
### Potencia y rendimiento

En la figura 11 se presentan las curvas de rendimiento para los esquemas de control PWM y variación de frecuencia. Puede observarse cierta superioridad en el rendimiento del convertidor operando bajo un esquema de control por variación de frecuencia (y conmutaciones suaves ZVS), frente al esquema de control PWM.

Sin embargo, a medida que la potencia entregada a la carga se acerca a la nominal (3 kW), ambos rendimientos se equiparan. Esto ocurre porque bajo dichas condiciones, el ciclo de trabajo de ambos esquemas de control tiende a igualarse ( $D=0,5$ ). Es importante destacar que las diferencias generales entre las curvas de rendimiento no son muy marcadas, debido principalmente a que



(a)



(b)

Figura 12. Conmutación de conducción a corte en Q2 operando a potencia nominal. CH1: Corriente de colector  $i_{C2}$  (punta de corriente 5 A/10 mV), CH2: Tensión colector-emisor  $v_{CE2}$ , CH4: Tensión sobre el resistor de snubber  $v_{RS2}$ . (a) Formas de onda de tensión  $v_{CE2}$  y corriente  $i_{C2}$ , conmutación dura. (b) Formas de onda de tensión  $v_{CE2}$  y corriente  $i_{C2}$ , y tensión en el resistor del snubber ZVS  $RS2=11\Omega$ .

la mayor cantidad de pérdidas se da en el transformador de aislamiento y no en los transistores, hecho que puede deducirse de la notable sobreelevación de temperatura perceptible al tacto sobre dicho componente magnético.

La diferencia esencial en las pérdidas del convertidor en ambos casos de control se debe a las pérdidas por conmutación en los transistores, hecho que motiva el siguiente análisis detallado.



## Conmutaciones ZVS vs conmutaciones duras

Si bien se lograron conmutaciones suavizadas en los transistores con el esquema de control por variación de frecuencia, de ninguna manera se pueden despreciar completamente las pérdidas por conmutación.

Mediante las formas de onda de la figura 12 es posible estimar las pérdidas reales en los transistores, debido al fenómeno de conmutación. Dada la simetría de operación de ambos transistores, el estudio de las conmutaciones puede llevarse a cabo tanto en el transistor Q2, como en Q1. Se concluye que utilizando conmutación suave ZVS, se redujeron las pérdidas por conmutación en un 30% respecto a las conmutaciones duras.

## Conclusiones

Se observó que bajo el esquema propuesto, es posible la utilización de un transformador de aislamiento con núcleo laminado de hierro-silicio, a expensas de una merma en el rendimiento general del convertidor. Al mismo tiempo, la combinación de un control por variación de frecuencia con técnicas de conmutación suave del tipo ZVS, reduce las pérdidas en los elementos de conmutación del convertidor.

Por otro lado, el multiplicador capacitivo como etapa elevadora de tensión, permite obtener grandes valores de tensión de salida del convertidor y es susceptible de ser utilizado como un bloque circuital más dentro del lazo cerrado de realimentación.

La elección de una frecuencia de operación del orden de los kilohertz permitió la reducción de los principales componentes magnéticos, sin degradar excesivamente el rendimiento del equipo.

El prototipo desarrollado puede ser mejorado en ciertos aspectos:

- » Utilizando transistores IGBT de mayor velocidad se podrá reducir las pérdidas por conmutación,

combinándose con la técnica de conmutación suave ZVS desarrollada en este trabajo.

- » Si se desea elevar el rendimiento del convertidor, podría emplearse un transformador de aislamiento con núcleo de ferrita o con aleaciones nanocristalinas.
- » El diseño y montaje en un circuito impreso especialmente diseñado permitiría reducir las inductancias parásitas, mitigando así los numerosos problemas prácticos por ellas causados. ■

**Nota de los autores:** este trabajo fue parcialmente realizado con fondos provenientes del subsidio UBACYT 20020100100358 de la Universidad de Buenos Aires y con fondos provenientes de un contrato de asesoramiento firmado entre la FIUBA y la CNEA (Exp. C.N.E.A. No. 141 - 730 / 2011; orden de compra No. 73/12 de fecha 29/02/2012).

## Referencias

Nota del editor: la nota técnica aquí publicada está respaldada por una extensa bibliografía cuyas referencias no se publican por normas editoriales. Por consultas de esta índole, o cualquier otra acerca de la temática tratada, consultar a los autores. Nicolás Real, [real@tandar.cnea.gov.ar](mailto:real@tandar.cnea.gov.ar), Hernán Tacca, [htacca@fi.uba.ar](mailto:htacca@fi.uba.ar)

Por

**Nicolás Real, Andrés Kreiner y Hernán Tacca**

**Comisión Nacional de Energía Atómica**

**Facultad de Ingeniería, Universidad de Buenos Aires**

Nota del editor: la nota aquí reproducida fue originalmente presentada por los autores como artículo de investigación en *AADECA 2014*.