

Red adaptativa de conmutación suave para convertidor trifásico en puente activo completo para aplicaciones de vehículos eléctricos

J.M. Molina, O. García, R. Asensi, J. Oliver, P. Alou, J.A. Cobos

Abstract—En éste artículo se presenta el control adaptativo de un circuito auxiliar para conseguir conmutaciones suaves en todo el rango de carga en los semiconductores principales de un convertidor cargador de baterías trifásico basado en doble puente activo. Mediante este sistema se consigue tener ZVS en todo el margen de carga, sin ser necesaria la modificación de los parámetros del circuito ni de los semiconductores principales. Los principios de operación de este circuito y su control se comprobarán experimentalmente en un convertidor cargador de baterías de características similares al utilizado en el HYBRID TOYOTA PRIUS.

Index Terms—Convertidores CC/CC, ZVS, Convertidores Trifásicos, Control Adaptativo.

I. INTRODUCCIÓN

LOS convertidores CC/CC en aplicaciones de vehículos eléctricos pueden cumplir diferentes roles, como la alimentación del motor, de los sistemas de seguridad, sensado, e iluminación entre otros, además de la regeneración de la energía de frenado y carga de la batería [1]. Este artículo se centra en los convertidores que gestionan la carga/descarga de las baterías. Estos convertidores suelen manejar rangos de potencia bastante amplios, alcanzando valores máximos del orden de decenas de kW [2]. Por ello, el estudio de técnicas para aumentar el rendimiento de estos convertidores es un tema de gran importancia.

En los vehículos eléctricos, el peso y el volumen son factores que afectan notablemente tanto en el diseño del vehículo como en el gasto energético que empleará para desplazarse, de este modo la densidad de potencia, que se pueda alcanzar es un factor importante, que depende, en gran medida, de las topologías utilizadas. Los convertidores bidireccionales en puente completo con desfase entre devanados son una alternativa bien conocida en la gestión de energía en aplicaciones con vehículos eléctricos [3], ya que permite transferir una gran densidad de energía, en comparación con otras topologías, sin que los semiconductores sufran elevados estreses. Una modalidad de estos convertidores con la que se alcanzaría una mayor densidad de potencia es la modalidad trifásica. El convertidor que se analiza en este artículo es un

convertidor con puente activo completo trifásico [2], cuyo esquema se muestra en la Fig. 1.

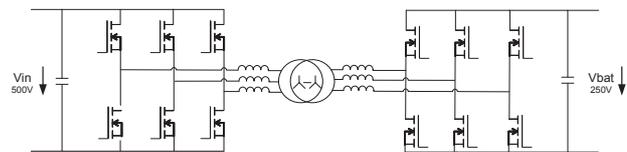


Fig. 1. Convertidor con puente activo completo.

En el estudio de este tipo de convertidores se observa que al gestionar un flujo de energía alto, también se vuelven más vulnerables a las pérdidas tanto en conmutación como en conducción. Para ello, dependiendo del rango de potencias que se vaya a utilizar, así como la frecuencia de conmutación, se valorará la posibilidad de utilizar tecnología IGBT en lugar de MOSFET con el objeto de disminuir las pérdidas en conducción.

En este artículo se estudia la reducción de pérdidas en los semiconductores mediante la utilización de técnicas de conmutación suave, consiguiendo conmutaciones a tensión cero [4] (ZVS, zero voltage switching). Un modo de conseguir ZVS en los convertidores de puente completo es mediante el aprovechamiento de la energía almacenada en la inductancia de dispersión. Una vez analizado este tipo de técnicas, se comprobará que en los convertidores de puente completo trifásicos para aplicaciones de vehículos eléctricos, en ocasiones, se presentan una serie de problemas a la hora de conseguir ZVS para rangos de potencia medio-bajos, ya que la energía que pueda almacenar la inductancia de dispersión no es suficiente para conseguir conmutación suave en los dispositivos semiconductores, sobretudo en aplicaciones donde se utilice un transformador plano. Para ello se ha utilizado otra técnica conocida como ARC (Auxiliar Resonant Commutation Network, [5]). La ARC es una técnica que consiste en añadir una rama de interruptores en paralelo conectados a la rama donde se desee conseguir ZVS a través de una bobina (ver circuito ARC de la Fig. 2). Este circuito se encargará de facilitar la descarga de los condensadores parásitos de los interruptores para que estos puedan conmutar a tensión cero.

En éste artículo se presenta el estudio de la red ARC para el convertidor de puente activo completo trifásico, así como su adaptación en función de la carga, así como el cálculo del tiempo ideal para conseguir ZVS sin incluir pérdidas adicionales. Este tiempo depende en gran medida del valor de

la capacidad equivalente. El convertidor llevado a estudio tendrá unos parámetros similares, pero con otra topología, a las del convertidor utilizado en el HIBRID TOYOTA PRIUS [6], con unas características de 50 kW para 250 V en el lado de la batería, y 500 V en el lado del motor. Este convertidor trabajará bajo las condiciones de carga que exija el motor (y la batería pueda corresponder), de modo que podrá tener tramos de funcionamiento a muy diferentes valores de carga, por lo que el objetivo será conseguir tener ZVS para todo el rango de carga.

II. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR PUENTE ACTIVO TRIFÁSICO COMPLETO CON ARCN

En el circuito de la Fig. 2 se muestra el convertidor trifásico con ARCN que consiste en 2 etapas inversoras trifásicas bidireccionales, pudiendo hacer las veces de rectificador cada una de ellas, controlando la potencia a través del desfase entre devanados. El circuito ARCN consiste en añadir un circuito como el mostrado en la Fig. 2 formado por dos interruptores y una bobina adicional, que se utilizará para facilitar la operación de ZVS para ciertos valores de carga. Este convertidor opera en un modo de seis escalones. El control en cada devanado, y la suma de las tres fases crean una forma de onda de tensión de línea como la que se aprecia en la Fig. 3.

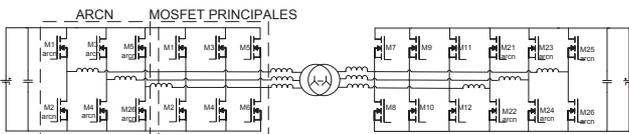


Fig. 2. Convertidor trifásico de puente activo completo con ARCN.

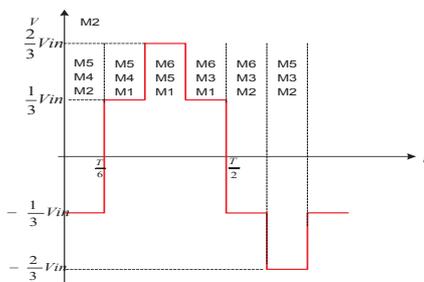


Fig. 3. Tensión de fase en el transformador.

Este convertidor puede conseguir ZVS a través de la inductancia de dispersión en ciertos rangos de carga, generalmente en los altos rangos de carga, complementando en los rangos bajos de carga con el circuito ARCN. Se podrá conseguir ZVS sin circuito auxiliar siempre y cuando la energía disponible en la inductancia de dispersión sea mayor que la almacenada en los condensadores parásitos de cada rama. Como se observa en las ecuaciones (1) y (2) ésta condición estará sujeta a las condiciones de carga del convertidor.

$$E_c < E_{lk} \tag{1}$$

$$\frac{1}{2} C_{equ} V^2 < \frac{1}{2} L_{lk} I_p^2 \tag{2}$$

Siendo C_{equ} la capacidad equivalente de cada rama principal, dependiente de la capacidad parásita de los interruptores, L_{lk} la inductancia de dispersión del transformador e I_p la corriente pico por el transformador.

Con el circuito ARCN, se introduce un nuevo factor en la ecuación (2). Este circuito auxiliar, utiliza un inductor como elemento de almacenamiento extra, en (3) se observa la ecuación resultante.

$$E_c < E_{lk} + E_{lr} \tag{3}$$

$$\frac{1}{2} C_{equ} V^2 < \frac{1}{2} L_{lk} I_p^2 + \frac{1}{2} L_r I_r^2 \tag{4}$$

En aplicaciones de alta potencia, especialmente donde se manejen altos valores de corriente, el valor de la C_{equ} en los semiconductores se ve incrementado. Observando (4), se deduce que para comportamientos de baja carga se precisa de un extra de energía para poder descargar los condensadores. Por ello, con la ayuda de la ARCN se consigue que la suma de $E_{Llk} + E_{Lr}$ alcance el valor de E_{Cequ} y así descargar los condensadores parásitos antes de que se produzca el disparo, consiguiendo ZVS. Según aumenta la carga se aprecia un aumento de la energía disponible en la inductancia de dispersión, por lo que precisaremos de menos energía de la inductancia de la ARCN, hasta llegar a no ser necesaria la conexión del circuito auxiliar.

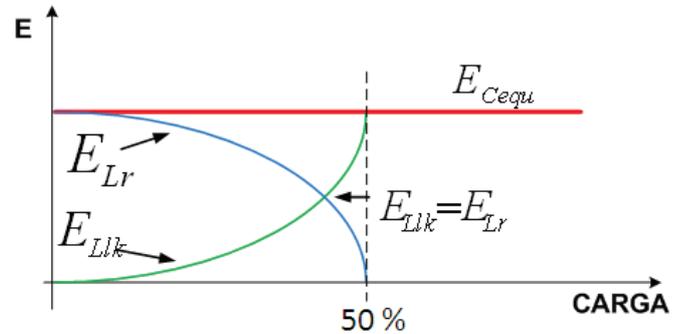


Fig. 4. Representación de las energías en los elementos que intervienen para conseguir ZVS.

Asumiendo que el funcionamiento de las tres ramas, es exactamente igual salvo que desfasadas 120°, el análisis se centra en la rama de los interruptores M1 y M2, unida al circuito ARCN formado por L_r y los interruptores M1arcn y M2arcn.

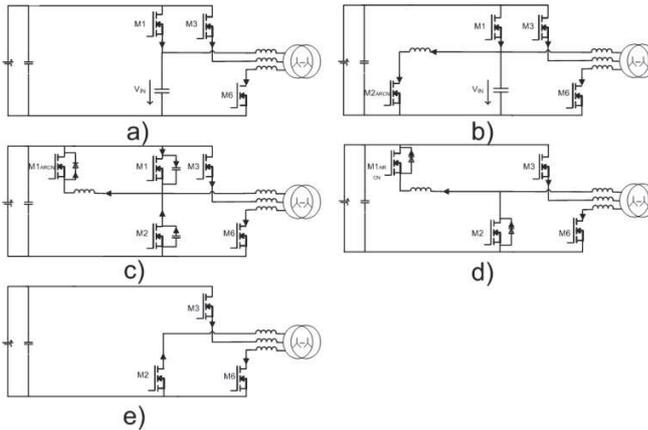


Fig. 5. Circuitos equivalentes del funcionamiento de la ARCN.

M2arcn, obligando a conducir al diodo parasito de M1arcn. En este intervalo se descarga C2, del interruptor M2, y se carga C1, del interruptor M1. Los inductores Lr y Llk resuenan con las capacidades parásitas, hasta que la tensión en C2 llegue a 0 V, y en C1 a Vin.

En la Fig. 5.d se observa como la V_{DS2} tiene un valor de cero voltios, por lo que el interruptor M2 ya puede conmutar bajo condiciones de tensión cero, simultáneamente V_{DS1} alcanza el valor de la tensión de entrada. A su vez, la corriente del circuito auxiliar circula a través de Lr y del diodo parasito M1arcn, disminuyendo su valor hasta anularse antes de que se active M2.

De este modo en la Fig. 5.e se aprecia que M2 ya se ha activado bajo condiciones de tensión cero y que la corriente por la rama auxiliar ha desaparecido hasta la siguiente conmutación de la rama M1, M2.

III. CONSIDERACIONES EN EL DISEÑO

La descarga de las capacidades parasitas de los interruptores se hace a través de la corriente por la inductancia de dispersión del transformador, y la inductancia L_r. De este modo, por medio de los siguientes cálculos se especifican los parámetros de la ARCN así como del tiempo que debe estar conectada en función de la carga con la que trabaje el convertidor.

En primer lugar se establece el criterio, por el cual se definirán los parámetros de la red ARCN, los cuales son el valor de la inductancia Lr, y en función de esto, el interruptor del circuito auxiliar. Lr se calcula llegando a un compromiso de los parámetros de tiempo (T_{arcn}), tamaño de L y corriente por el circuito auxiliar. Se ajustará el tiempo con el objeto de que T_{arcn} sea mucho menor que el periodo de conmutación, y teniendo en cuenta que para valores de inductancia muy bajos, el pico de corriente por el circuito auxiliar será mayor, como se deduce de (5). Hay que tener en cuenta que el tamaño de Lr influirá en la cantidad de corriente que circulará tanto por los semiconductores de la ARCN como por los principales, añadiendo pérdidas adicionales.

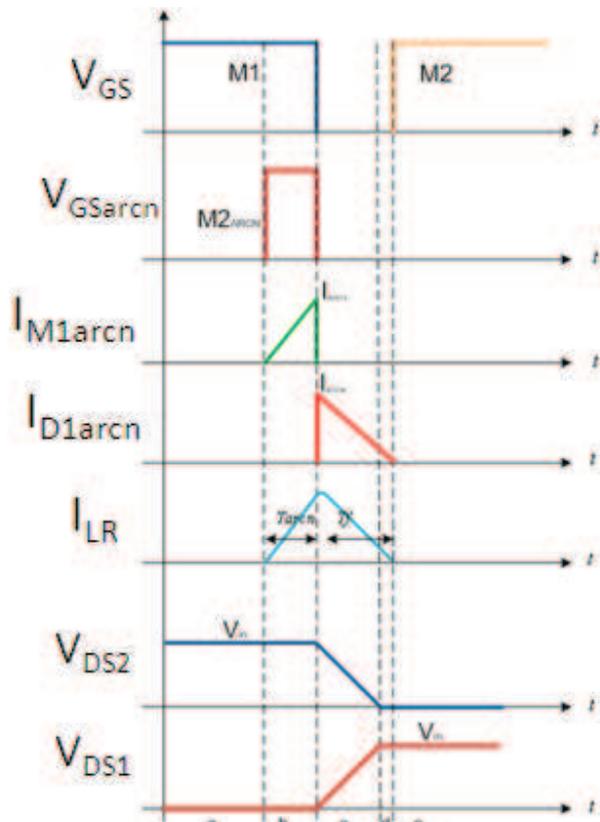


Fig. 6. Formas de onda durante las diferentes fases reflejadas en Fig. 5.

En la Fig. 5.a. se puede observar el estado inicial del convertidor, unos instantes antes de activar la ARCN. Mientras el interruptor M1 está conduciendo, M2 se encuentra en bloqueo y su capacidad parásita se encuentra cargada al valor de la tensión Vin.

En la Fig. 5.b. se activa el interruptor M2arcn, de modo que aparece una corriente por su bobina Lr. Alcanzando su valor máximo transcurrido T_{arcn}, que coincidirá con el bloqueo del interruptor M1 y M2arcn.

En la Fig. 5.c. se observa que se bloquean tanto M1, como

$$I_{Lr} = \left(\frac{V_{in}}{L_r}\right) T_{arcn} \tag{5}$$

De la ecuación (4) y (5) se deduce la ecuación (6), la función matemática que representa la condición adaptativa de la ARCN en función de la carga.

$$T_{arcn}(\alpha) = \sqrt{L_r C_{equ} - \frac{I_p^2(\alpha) L_{lk} L_r}{V_{in}^2}} \tag{6}$$

La ecuación (6) fija el valor de tiempo que los interruptores de la red ARCN tienen que estar activos para conseguir ZVS. Una vez esta función llega a cero, significa que ya no es necesaria la conexión del circuito auxiliar. El punto de carga

donde el tiempo de conexión se anula, se calcula a partir de la ecuación (7).

$$I_c = \sqrt{\frac{V_{in}^2 C_{equ}}{L_{lk}}} \quad (7)$$

En la Fig. 7 se muestra la representación de la ecuación (6) en función de la carga para el caso del convertidor diseñado con parámetros similares al utilizado en el HYBRID TOYOTA PRIUS [6], teniendo en cuenta que la capacidad parásita de los MOSFET es de 2nF, y que se han colocado 4 en paralelo, para disminuir pérdidas en conducción, por lo que la capacidad equivalente en cada uno será de 8 nF. El valor de la inductancia de dispersión es de 1 uH en cada devanado, y el de la inductancia de la ARCN de 5 uH. Los valores de inductancia de dispersión han sido estimados para la simulación, mientras que el valor de L_r ha sido seleccionado siguiendo las pautas comentadas anteriormente en este apartado.

En Fig. 7 se aprecia que para estos parámetros solo es necesario el uso de la ARCN hasta trabajar a un 50 % de carga.

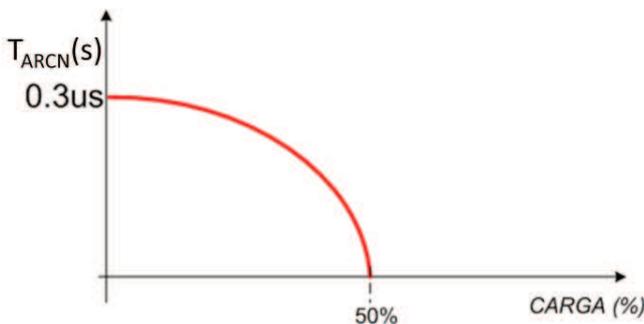


Fig. 7. Duración del pulso en la ARCN en función de la carga

Una vez determinado el valor de la inductancia de la ARCN se determina el valor de la corriente que deben de soportar los interruptores de la ARCN. La corriente que pasa por la inductancia L_r tiene la forma que se observa en Fig. 8.

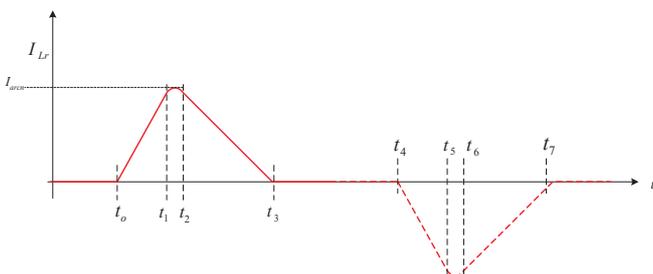


Fig. 8. Corriente por L_r .

En este apartado se ha considerado que el sistema es equilibrado, de modo que en el caso de un sistema desequilibrado, la inductancia de dispersión de cada fase es diferente, de modo que el circuito auxiliar se podrá ajustar al valor adecuado en cada fase, disminuyendo las diferencias relativas por el desequilibrio.

IV. ESTUDIO DE PÉRDIDAS PARA EL CONVERTIDOR CON ARCN

Tras conseguir el objetivo de ZVS, se reducen las pérdidas en conmutación en los semiconductores de forma significativa, ya que en aplicaciones de vehículos eléctricos de alta potencia, éstas pueden alcanzar valores altos. El nuevo convertidor, disminuye las pérdidas en todo su rango de carga, pero a su vez, la introducción del circuito ARCN en el convertidor, modifica la corriente por los semiconductores principales I_M (la corriente por los interruptores sin ARCN se puede encontrar en [7]). En la Fig. 9 se observa la corriente por los interruptores principales, y sombreada la parte que añade el circuito auxiliar, por lo que las pérdidas también se ven afectadas. El circuito auxiliar añade unas pérdidas a través de los interruptores y la bobina auxiliar..

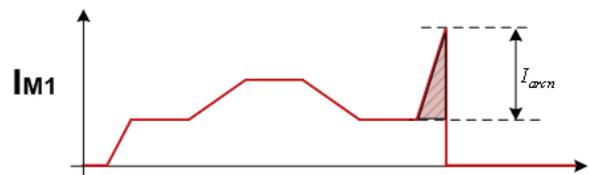


Fig. 9. Corriente por los MOSFET principales.

A partir de la corriente mostrada en la Fig. 9 se calculan las pérdidas dependientes de la R_{ds} equivalente en conducción del semiconductor principal.

Como se ha presentado en este apartado, la adaptabilidad de la ARCN, permite reducir las pérdidas en la ARCN, pero a su vez también introduce nuevas pérdidas que a la hora de calcular el rendimiento global deberán tenerse en cuenta.

En la Fig. 10 se representa la diferencia de pérdidas utilizando ARCN y sin ella para la zona de carga próxima al punto de desconexión de la red ARCN en este caso el 50 %.

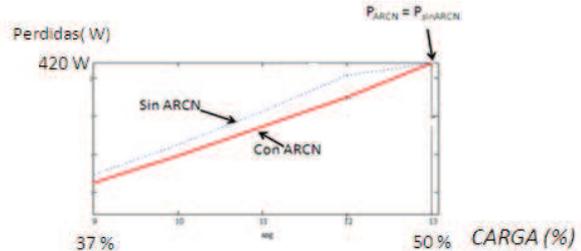


Fig. 10. Pérdidas con ARCN y sin ARCN en un tramo del estado de carga.

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para comprobar los resultados obtenidos mediante cálculo teórico y simulación se construye el siguiente prototipo de la Fig. 12 construido a través del circuito de la Fig. 11 con objeto de demostrar el funcionamiento del control adaptativo para el circuito ARCN.

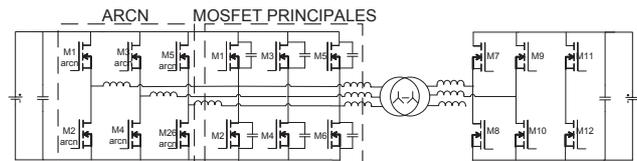


Fig. 11. Esquema del circuito del prototipo

El convertidor tiene las siguientes características:

$$N_p/N_s=2 \quad C_n=8 \text{ nF} \quad L_r=5\mu$$

$$C_{in}=10 \text{ }\mu\text{F} \quad C_{out}=30 \text{ }\mu\text{F}$$

Las inductancias de dispersión medidas en el transformador en cada fase resultan ser:

$$L_{lk1}=3.4 \text{ }\mu\text{H} \quad L_{lk2}=5 \text{ }\mu\text{H} \quad L_{lk3}=2.58 \text{ }\mu\text{H}$$

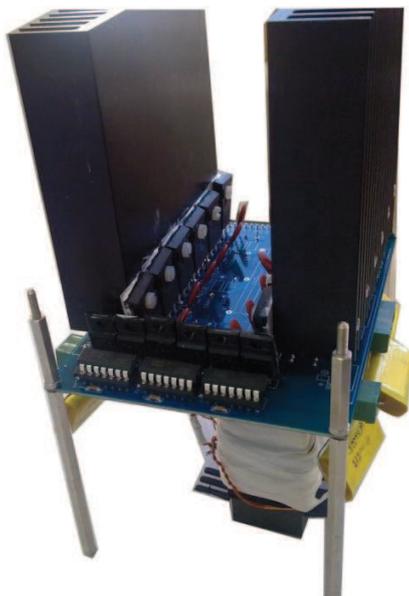


Fig. 12. Prototipo.

Con objeto de demostrar el funcionamiento de este control adaptativo, y debido a que el experimento se realiza mediante el convertidor trabajando en lazo abierto, se discretiza la función de la Fig. 7 en 3 diferentes estados. En la Fig. 13 se muestra el resultado de esta discretización, así como el punto de trabajo del convertidor. Los intervalos de esta discretización se pueden observar en la Tabla 1. Los valores de 0.64 μs , 0.32 μs y 0.16 μs son elegidos debido a la precisión de la FPGA (50 MHz).

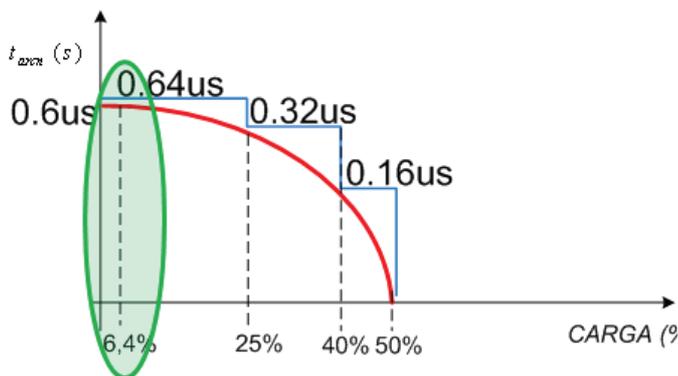


Fig. 13. Adaptación de la ARCN para el prototipo propuesto.

Se ha elegido una FPGA Spartan 3 para el control, debido a su simplicidad a la hora de gobernar los numerosos pulsos, y la precisión a la hora de establecer los tiempos de la ARCN.

Estado de carga(Load)	Tarcn (us)
Load < 25 %	0,64 us
25 % < Load < 40 %	0,32us
40 % < Load < 50 %	0,16us

Tabla 1. Valores de tiempo conectado por intervalos de carga.

Una vez discretizada la función del tiempo ARCN se realizarán 3 ensayos para un mismo estado de carga del convertidor. Las condiciones de ensayo y el estado de carga bajo el que se realizarán los siguientes ensayos se muestran en la Tabla 2.

CONDICIONES DE ENSAYO	
Vin	250 V
Vo	125 V
P(5°)	800 W (6.4%)
Fc	40 kHz
Rizado Vo	1%(2.5V)

Tabla 2. Condiciones del ensayo.

A través de las especificaciones de este convertidor y haciendo uso de la ecuación (6) aportada en este artículo, se calcula el tiempo mínimo de conexión para obtener ZVS para el estado de carga de la Tabla 2.

Obteniendo un valor de $T_{arcn}=422 \text{ ns}$. De modo que para valores inferiores a este valor, teóricamente no se obtendrá ZVS.

Si se observa la Fig. 13, se aprecia que para los ensayos realizados bajo tiempos de ARCN de $T_{arcn}=0.16 \text{ }\mu\text{s}$ y $T_{arcn}=0.32 \text{ }\mu\text{s}$, no se obtendrá ZVS completo, mientras que para $T_{arcn}=0.64 \text{ }\mu\text{s}$ se debe obtener ZVS completo. En las Fig. 14, Fig. 15 y Fig. 16, se muestran los resultados experimentales para los diferentes estados, apreciándose que para el estado $T_{arcn}=0.64 \text{ }\mu\text{s}$, al ser el único estado que cumple la condición de $T_{arcn}>422 \text{ ns}$, se obtendrá ZVS completo.

Ensayo 1

$T_{arcn}=0.16 \text{ }\mu\text{s}$

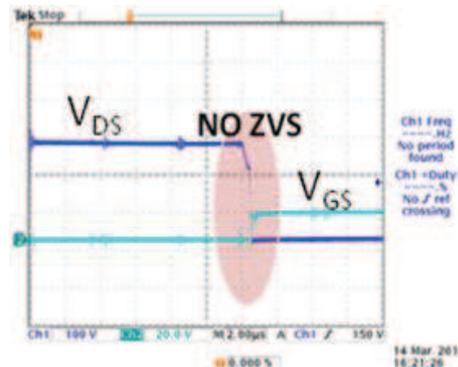
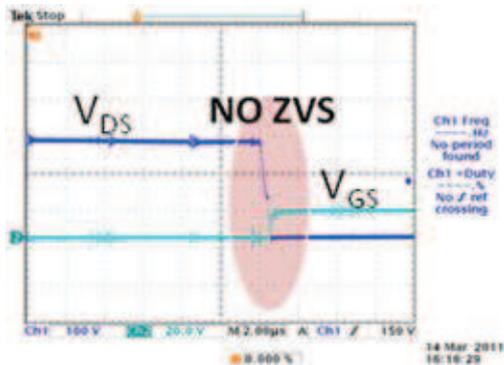


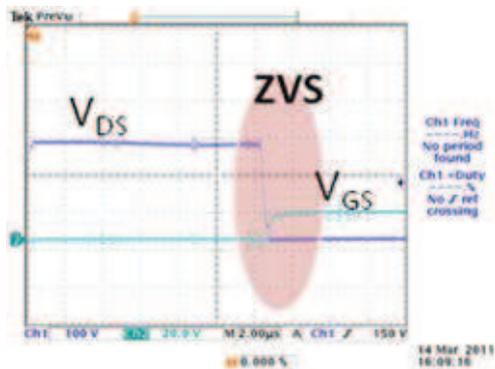
Fig. 14. Resultado con T=0.16 us.

Ensayo 2

$$T_{arcn}=0.32 \text{ us}$$

Fig. 15. Resultado con $T=0.32 \text{ us}$.**Ensayo 3**

$$T_{arcn}=0.64 \text{ us}$$

Fig. 16. Resultado con $T=0.64 \text{ us}$.

VI. CONCLUSIONES

Se propone un control adaptativo para un circuito auxiliar ARCN para conseguir ZVS en los interruptores principales de un convertidor trifásico con puente activo en todo el rango de carga. El circuito auxiliar ARCN añade pérdidas adicionales al circuito, de modo que mediante este control se pretende optimizar su funcionamiento, permitiendo conseguir ZVS sin añadir pérdidas adicionales.

Si se pretende trabajar en rangos de carga amplios y utilizar el circuito ARCN, el control adaptativo es muy recomendable debido a que sin necesitar de algoritmos muy complicados, permitirá disminuir las pérdidas añadidas por el circuito auxiliar, permitiendo mejorar el rendimiento del convertidor.

REFERENCES

- [1] D.M. Bellur, M.K. Kazimierzczuk, "DC-DC converters for electric vehicle applications," Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo, 2007, Vol., No., pp. 286-293, 22-24 Oct. 2007.
- [2] R.W De Doncker, A.A. D.M. Divan, M.H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," Industry Applications, IEEE Transactions on , Vol.27, No.1, pp.63-73, Jan/Feb 1991.
- [3] J. Walter, R.W De Doncker, "High-power galvanically isolated DC/DC converter topology for future automobiles," Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual , Vol.1, No., pp. 27- 32 Vol.1, 15-19 June.
- [4] L.Zhu, "A novel soft-commutating isolated boost full-bridge ZVS-PWM DC-DC converter for bidirectional high power applications," Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual , Vol.3, No., pp. 2141- 2146 Vol.3, 20-25 June 2004.
- [5] J.G. Cho, J.A. Sabate, F.C. Lee, "Novel full bridge zero-voltage-transition PWM DC/DC converter for high power applications," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual , Vol., No., pp.143-149 Vol.1, 13-17 Feb 1994.
- [6] A. Khaligh, "Stability Criteria for the Energy Storage Bi-directional Dc/Dc Converter in the Toyota Hybrid System II," Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE , Vol., No., pp.348-352, 9-12 Sept. 2007.
- [7] D. Segaran, D.G. Holmes, B.P. McGrath, "Comparative analysis of single and three-phase dual active bridge bidirectional DC-DC converters," Power Engineering Conference, 2008. AUPEC '08. Australasian Universities , Vol., No., pp.1-6, 14-17 Dec. 2008.