

## ANÁLISIS Y DISEÑO DE UN CONVERTIDOR RESONANTE PARA APLICACIONES DE ARCOS DE PLASMA

Jorge F. Amigo\*, Germán G. Oggier\*\*, Guillermo O. García \*\*

\*Facultad Regional Venado Tuerto. Universidad Tecnológica Nacional.  
Laprida 651. 2600. Venado Tuerto. Argentina.  
sau@frvt.utn.edu.ar

\*\*Grupo de Electrónica Aplicada. Universidad Nacional de Río Cuarto.  
Ruta Nacional N°36 Km 601.5800. Río Cuarto. Córdoba. Argentina.  
goggier@ing.unrc.edu.ar

**Resumen:** En el presente trabajo se presenta un análisis y diseño de un convertidor resonante para alimentar una Antorcha de Arco Transferido (AAT), para corte de metales en procesos metalúrgicos. La posibilidad de utilizar un convertidor en modo resonante permite incrementar la frecuencia de conmutación, lo que permite reducir el volumen y el costo del convertidor. En este trabajo se analizan las pérdidas de potencia que se producen en los semiconductores de potencia de una topología resonante serie para una aplicación de AAT. Se establecen condiciones que permiten optimizar el diseño del convertidor y se incluyen resultados de simulación para validar el análisis.

**Palabras claves:** convertidores resonantes, pérdidas de potencia, corte de metales, plasma, antorcha de arco transferido.

### 1. INTRODUCCIÓN

Los arcos de plasma se utilizan, a nivel industrial, en aplicaciones metalúrgicas como producción de partes cerámicas, síntesis de compuestos, como por ejemplo dióxido de Titanio, tratamientos de residuos, entre otras (Girard *et al.*, 2006). En estas aplicaciones, el plasma se genera cuando se establece un arco eléctrico en un medio gaseoso de alta presión.

En aplicaciones de corte de metales con arcos de plasma, el arco eléctrico se establece entre un cátodo y un ánodo. El cátodo esta formado por un electrodo que se encuentra centrado en una tobera, a través de la cual circula un gas a alta presión, mientras que el ánodo es el material a cortar. Este esquema, se conoce con el nombre de Antorcha de Arco Transferido (AAT) (Gleizes *et al.*, 2005).

El proceso de ignición del arco eléctrico comienza cuando se aplica una tensión auxiliar (del orden de 5 kV), entre el electrodo (cátodo) y la tobera, que en

el encendido actúa como ánodo, circulando una corriente piloto o de ignición. Una vez establecido el arco eléctrico, el mismo es *soplado* por el gas que fluye por la tobera hasta que el arco eléctrico toma contacto con el material a cortar. En este instante se establece el arco principal denominado de corte.

En este trabajo, se propone analizar y diseñar un convertidor resonante como fuente de potencia para alimentar el arco eléctrico principal de una AAT, para poder operar con bajas pérdidas y poder analizar la posibilidad de incrementar la frecuencia de conmutación, la cual está limitada por las pérdidas admisibles en las llaves electrónicas (Larry *et al.*, 2000). Los avances tecnológicos que se produjeron en los últimos años permitieron disminuir las pérdidas de conmutación de las llaves por medio del empleo de técnicas de conmutación resonantes o suaves (Mohan *et al.*, 2003). Esto permite aumentar la frecuencia de trabajo de la fuente, lo que a su vez permite disminuir el tamaño de sus componentes (Merwe, 2005) (Kuo *et al.*, 2003).

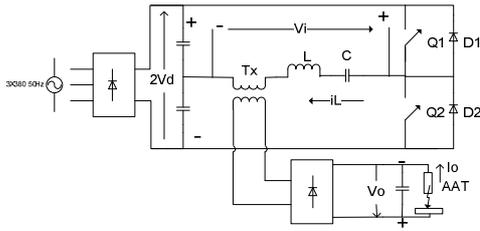


Fig.1: Convertidor resonante serie con carga serie.

Los convertidores resonantes suelen diseñarse para que operen en una frecuencia cercana a la de resonancia, con lo cual las corrientes y tensiones poseen una distorsión reducida y valores tolerables de interferencia por emisión electromagnética (EMI) y de sobretensiones en los elementos resonantes.

En este trabajo se propone diseñar un convertidor resonante que sea capaz de alimentar una AAT optimizando el uso de los semiconductores de potencia.

El trabajo está organizado de la siguiente manera: en la sección 2 se realiza una breve discusión sobre las posibles topologías de convertidores resonantes para aplicaciones de AAT. En la sección 3 se presenta la metodología de cálculo de las pérdidas en las llaves y demás parámetros. En la sección 4, se realiza una evaluación de las pérdidas en las llaves y dimensionamiento de elementos. La sección 5 presenta resultados de simulación y por último en la sección 6, las conclusiones.

## 2. TOPOLOGÍA PROPUESTA

En esta sección se realiza una comparación de dos topologías que pueden ser empleadas en aplicaciones de arco de plasma. Las topologías seleccionadas utilizan una mínima cantidad de elementos para que el convertidor opere en modo resonante: una es el convertidor resonante serie con carga serie (CRSCS) y otra el convertidor resonante serie con carga paralelo (CRSCP).

Además de las topologías mencionadas, también existen otras topologías de convertidores resonantes, por ejemplo híbridos, paralelos LLC, entre otras (Beiranvand *et al.*, 2010; Hyeon *et al.*, 2009). En

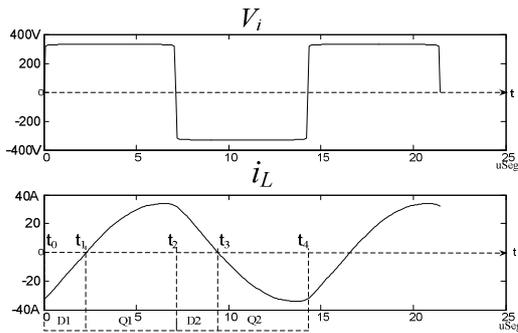


Fig 2. Tensión  $V_i$  de entrada y corriente  $i_L$  del circuito resonante del CRSCS.

estos trabajos se considera la inductancia de magnetización del transformador de alta frecuencia como parte del circuito resonante.

Para el presente análisis se adoptaron las topologías mencionadas debido a que son las más simples de construir y requieren una menor cantidad de componentes, lo que implica menores costos y menores posibilidades de fallos.

### 2.1 Topología resonante serie con carga serie.

La Fig.1 muestra un esquema del CRSCS. Se emplea un capacitor resonante extra por la necesidad de emplear valores elevados de capacidad en el divisor para que el filtrado de la tensión de alimentación tenga el menor ripple posible, y por otro se necesita una capacidad pequeña para que pueda resonar con la inductancia de dispersión del transformador aislador (L). El secundario del transformador conecta la carga por medio de un rectificador de onda completa.

Considerando que el capacitor de filtro conectado a la salida del rectificador posee un valor suficientemente elevado, la carga puede ser representada por una fuente de tensión constante ( $V_o$ ). En esta topología los transistores Q1 y Q2 conducen durante un intervalo de tiempo inferior a medio ciclo de conmutación.

En la Fig.2 se presentan las formas de onda de la tensión  $V_i$  y la corriente  $i_L$  (ver Fig.1), cuando la frecuencia de conmutación,  $f_s$ , es mayor a la frecuencia de resonancia,  $f_0$ , por lo que la corriente  $i_L$ , atrasa con respecto a la tensión  $V_i$  que alimenta el circuito resonante. Con esta condición, los diodos en antiparalelo (D1 y D2) entran en conducción un instante previo a los transistores de las mismas llaves. De esta forma, la tensión del transistor se anula antes de que éste entre en conducción, logrando así el encendido del transistor con tensión cero, ZVS (Zero-Voltage-Switching) (Lucía *et al.*, 2010; Casanueva *et al.*, 2010).

En la Fig.2 se muestra el intervalo de conducción de cada uno de los dispositivos semiconductores. Los transistores se apagan cuando están conduciendo

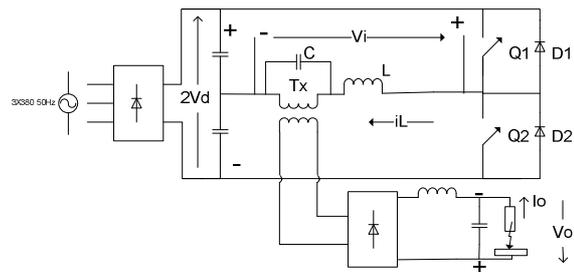


Fig.3: Convertidor resonante serie con carga paralelo.

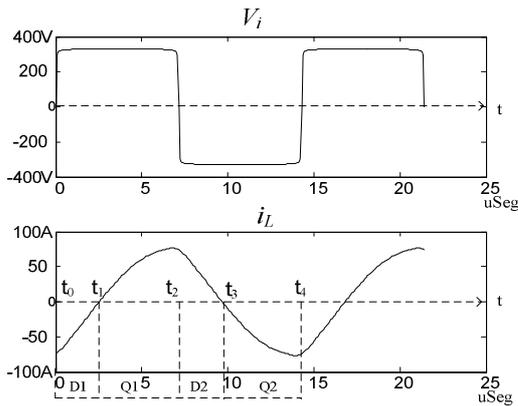


Fig.4: Tensión  $V_i$  de entrada y corriente  $i_L$  por el tanque resonante para circuito serie con carga paralelo.

corriente, generando pérdidas durante el apagado. Las conmutaciones de los diodos se realizan sin pérdidas de potencia.

### 2.2 Topología resonante serie con carga paralelo.

La Fig.3 muestra un esquema del CRSCP, en los cuales la carga es conectada en paralelo con el capacitor resonante. En los CRSCP aislados, el transformador de alta frecuencia alimenta un rectificador de onda completa, un filtro L-C y la carga del arco que puede ser modelada como una resistencia.

Como muestra la Fig.4, trabajando a frecuencias mayores a la de resonancia, las formas de onda de la tensión y la corriente del circuito resonante resultan análogas a la Fig.2 para el CRSCS.

Para los mismos requerimientos de carga, las corrientes por las llaves resultan mayores, debido a que la corriente por el inductor  $i_L$ , y en consecuencia por las llaves electrónicas, es la suma de la corriente del capacitor y la de carga reflejada al primario.

Los transistores comienzan a conducir a corriente cero y se apagan con una corriente positiva produciendo pérdidas de apagado de la misma manera que el CRSCS. Las conmutaciones de los diodos se realizan sin pérdidas de potencia.

Esta configuración puede mantener una corriente constante con pequeños cambios en la frecuencia.

### 2.3 Discusión de las topologías

En ambas topologías, CRSCS y CRSCP, se consigue alimentar la AAT con menores pérdidas frente a una topología en modo de conmutación dura, por lo que es posible elevar la frecuencia de conmutación. Esto posibilita disminuir el tamaño del convertidor y obtener menor peso del conjunto, menores costos de fabricación y una mayor densidad de potencia.

El CRSCS presenta una ventaja adicional por la presencia del capacitor resonante, el cual actúa como filtro de las componentes de continua en la corriente. En régimen permanente no existe el riesgo de saturación del núcleo del inductor y del transformador. El CRSCP requiere un control adicional para evitar la saturación de los núcleos magnéticos.

La topología CRSCS tiene la particularidad de comportarse como fuente de tensión cuando opera en modo de conducción continuo (Mohan *et al.*, 2003), lo que la hace adecuada en estas aplicaciones cuando se interrumpe el arco de plasma. Esta situación se genera, por ejemplo cuando se llega al final del corte de la pieza. Mientras que la segunda tiene una característica similar a una fuente de corriente lo cual puede originar sobretensiones importantes cuando se interrumpe el arco. Además, la pieza a cortar siempre se mantiene alejada de la AAT lo que disminuye la posibilidad de cortocircuitos.

En la aplicación propuesta, siempre que se opere con una frecuencia de conmutación superior a la de resonancia, el convertidor opera bajo el principio de ZVS, el encendido puede realizarse cuando la tensión a bornes de la llave es reducida. A partir de la discusión realizada en esta sección, la topología más conveniente para alimentar una AAT es el CRSCS, centrandolo análisis en dicha configuración.

## 3. ANÁLISIS DE LAS PÉRDIDAS EN LAS LLAVES, DISTORSIONES Y SOBRETENSIONES

En esta sección se determinan las pérdidas en las llaves de potencia, se considera que la frecuencia de conmutación ( $f_s$ ) es superior a la frecuencia de resonancia ( $f_0$ ), por lo que el convertidor operará en modo de conducción continuo. Con estas condiciones solo se producen pérdidas de conmutación en los transistores durante el apagado (Mohan *et al.*, 2003).

En (Oggier *et al.*, 2009), se determinó que las pérdidas en los materiales magnéticos (inductor y transformador) son del orden del 10% de las pérdidas totales en los semiconductores. Por este motivo en este trabajo no se incluyen la evaluación de estas pérdidas.

La tensión de alimentación,  $V_i$  del circuito resonante L-C es una forma de onda cuadrada de amplitud igual a la tensión CC de alimentación,  $V_D$ .

El contenido armónico de esta tensión se puede determinar realizando un análisis por medio de la serie de Fourier como,

$$V_i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} V_D \sin(n\omega t). \quad (1)$$

Para el cálculo de las pérdidas en las llaves es necesario determinar la corriente en los semiconductores de potencia, la cual es función de la corriente a través del circuito resonante,  $i_L$ . La carga se la considera lineal porque se trabaja con pequeñas variaciones de distancia entre ánodo y cátodo lo que puede suponer tensión y corriente constante en el rango de trabajo. Esta corriente puede expresarse utilizando la ecuación (1) y la impedancia del circuito serie R-L-C como,

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\frac{4}{n\pi} V_D}{\sqrt{R^2 + (n\omega_s L - \frac{1}{n\omega_s C})^2}} \sin(n\omega_s t - \phi_n) \quad (2)$$

donde  $\phi_n$  es el ángulo entre la tensión y la corriente, el cual puede determinarse para cada uno de los  $n$  armónicos como

$$\phi_n = \arctan \left( \frac{n\omega_s L - \frac{1}{n\omega_s C}}{R} \right) \quad (3)$$

La corriente a través de los transistores es igual a la corriente  $i_L$  entre el instante  $t_1$ , el cual determina el cruce por cero de la corriente, y el instante  $t_2$  el cual determina el final del semiperíodo de la forma de onda de la tensión (Fig.2). Mientras que la corriente a través de los diodos es igual a  $-i_L$  entre el instante  $t_0$  y el instante  $t_1$ .

La corriente eficaz,  $i_{ef}$ , y la corriente media,  $i_{med}$ , de cada semiconductor, pueden obtenerse a partir de las siguientes expresiones,

$$i_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_a}^{t_b} i_L^2(t) dt}, \quad (4)$$

$$i_{med} = \frac{1}{T_s} \int_{t_a}^{t_b} i_L(t) dt \quad (5)$$

donde  $f_s = 1/T_s$  es la frecuencia de conmutación y los límites de integración se corresponden con  $t_a = t_1, t_b = t_2$ , para los transistores y  $t_a = t_0, t_b = t_1$ , para los diodos.

La corriente en el instante de conmutación del transistor se determina a partir de la expresión (2) evaluada en  $t = t_2$  como

$$i_s = i_L(t_2) \quad (6)$$

Una vez establecidas las expresiones de las diferentes corrientes, es posible calcular las pérdidas de

potencia discriminadas como: pérdidas de conducción y pérdidas de conmutación determinadas a continuación.

Las pérdidas de conducción pueden evaluarse con la siguiente expresión,

$$P_{on} = V_{on} i_{med} t_{on} f_s \quad (7)$$

donde  $V_{on}$  es la caída de tensión en conducción igual a  $V_{ceSAT}$  para el caso que se utilice un transistor IGBT. Este dato es suministrado por el fabricante y  $t_{on}$  es el tiempo de conducción determinado como

$$t_{on} = t_2 - t_1. \quad (8)$$

Las pérdidas de conducción de los diodos pueden determinarse con la siguiente expresión,

$$P_{onD} = V_{AK} i_{medD} t_{onD} f_s \quad (9)$$

Siendo  $V_{AK}$ , la caída de tensión en el diodo en conducción,  $i_{med}$ , corriente media por el diodo y  $t_{onD}$ , es el intervalo de conducción igual a  $t_1$ .

Las pérdidas originadas en la conmutación dependen de los valores instantáneos de la corriente, de la tensión en el instante de la conmutación y del tiempo de apagado  $t_{cOFF}$ , dato suministrado por el fabricante del semiconductor. Asumiendo que la tensión y la corriente varían de manera lineal, la potencia de pérdida de conmutación puede expresarse como,

$$P_s = \frac{1}{2} V_d i_s t_{cOFF} f_s \quad (10)$$

La potencia total de pérdida se determina por la suma de las potencias de conmutación y de conducción en los transistores y en los diodos como,

$$P_{TOT} = P_{onT} + P_{onD} + P_s. \quad (11)$$

En la siguiente sección se presentará una evaluación de estas pérdidas en función de la frecuencia normalizada a fin de definir el punto de trabajo óptimo del convertidor.

Un parámetro que expresa la distorsión armónica total (THD) de la corriente  $i_L$ , puede calcularse como el cociente entre la corriente eficaz de las componentes armónicas superiores ( $I_{dis}$ ) y la componente fundamental ( $I_{L1}$ ) (Mohan, 2003), de la forma,

$$THD = 100 \frac{I_{dis}}{I_{L1}} \quad (12)$$

A continuación se analiza la tensión que debe soportar el capacitor del circuito resonante.

Se define el factor de calidad del circuito resonante como,

$$Q = \frac{Z_0}{R} \quad (13)$$

donde  $Z_0$  representa la impedancia característica del circuito resonante, la cual es igual a,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (14)$$

y  $R$  es la resistencia equivalente de la carga reflejada al primario del transformador. Considerando que la frecuencia de resonancia puede expresarse a partir de la siguiente expresión,

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (15)$$

el factor de calidad puede expresarse como,

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC}. \quad (16)$$

La tensión máxima que debe soportar el capacitor,  $V_{c\max}$  se puede obtener a partir de la expresión (2) considerando la frecuencia fundamental por medio de la siguiente expresión

$$I_{\max} = \frac{\frac{4}{\pi} V_D}{\sqrt{R^2 + \left( \omega_s L - \frac{1}{\omega_s C} \right)^2}} \quad (17)$$

Así, la tensión del capacitor puede expresarse como,

$$V_{c\max} = I_{\max} \frac{1}{\omega_s C} \quad (18)$$

Para el caso en que  $f_s$  sea de un valor cercano a  $f_0$ , se tiene

$$V_{c\max} \cong \frac{4V_D}{\pi R} \frac{1}{\omega_0 C} \quad (19)$$

Utilizando la ecuación (16), la máxima tensión a bornes del capacitor puede expresarse en función del factor de calidad  $Q$  como,

$$V_{c\max} \cong \frac{4}{\pi} V_D Q \quad (20)$$

#### 4. EVALUACIÓN DE LAS PÉRDIDAS EN LAS LLAVES

El convertidor a implementar tiene como objetivo alimentar una AAT con las siguientes características: corriente de salida 40 A y tensión en la carga de 110 V. El convertidor se alimenta de la red de distribución de energía eléctrica trifásica 3x380 V – 50 Hz.

El cálculo de los valores de los componentes  $L$  y  $C$  del circuito resonante es un proceso iterativo y se requiere adoptar valores iniciales. Para ello, en este trabajo se adoptan los parámetros obtenidos previamente para niveles de tensión y corriente en la carga similares a los de la aplicación.

El punto de trabajo de partida se elige teniendo en cuenta las características de estado permanente de un convertidor CRSCS, con los parámetros normalizados.

La tabla 1 expresa los valores base a los cuales se refieren los valores en p.u.

Tabla 1. Valores de Base

Descripción	Símbolo	Valor
Tensión Base	$V_B$	$V_D$
Corriente de Base	$I_B$	$\frac{V_D}{Z_0}$
Frecuencia angular de Base	$\omega_B$	$\omega_0$

Los valores mostrados en la Tabla 2 son los requerimientos del convertidor.

Tabla 2. Parámetros de diseño del convertidor resonante

Descripción	Valor	Unidad
Valor medio de la Tensión de entrada ( $V_D$ )	330	V
Valor medio de la Tensión en la carga ( $V_0$ )	110	V
Corriente media en la carga ( $I_0$ )	40	A

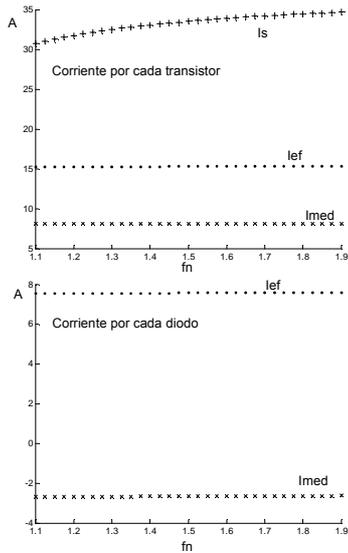


Fig.5: Corrientes por las llaves en función de la frecuencia normalizada.

Utilizando las expresiones deducidas en la sección anterior y considerando hasta el armónico 11º, en la Fig.5 se muestra la variación de las corrientes  $i_{ef}$ ,  $i_{med}$  e  $i_s$  por el transistor en función de la frecuencia normalizada ( $f_n = \frac{\omega_s}{\omega_0}$ ), y la variación de las corrientes por el diodo. Se muestra la evolución de las corrientes, manteniendo constante una frecuencia de conmutación. Con ello, se deben actualizar los parámetros L y C del circuito resonante para cada valor de  $f_n$  manteniendo la potencia de salida del convertidor constante.

A partir de los resultados mostrados puede concluirse que, para una potencia de salida constante, las corrientes  $i_{ef}$  e  $i_{med}$  permanecen prácticamente constantes, mientras que la corriente  $i_s$  aumenta con el valor de la frecuencia normalizada y en consecuencia las pérdidas de apagado de los transistores.

En la Fig.6 se muestra la evolución de las pérdidas totales, evaluadas según la expresión (11), de las

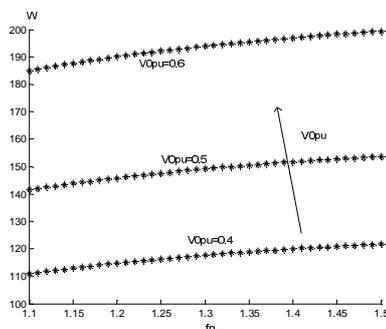


Fig.6: Pérdidas totales de las llaves en función de la frecuencia normalizada para distintos valores de tensión de salida normalizada ( $V_{0pu}$ ).

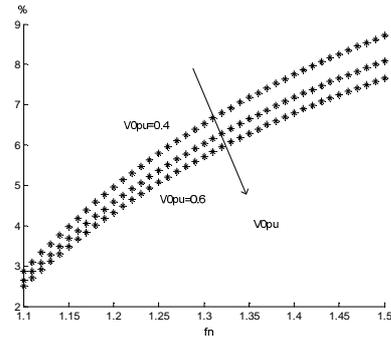


Fig.7: Variación de la distorsión armónica total de la corriente  $i_L$  (%THD) en función de la frecuencia normalizada, para diferentes valores de la tensión de salida normalizada ( $V_{0pu}$ ).

llaves en función de la frecuencia normalizada,  $f_n$ , con  $V_{0pu}$  como parámetro.

Al seleccionar distintos valores de la tensión de salida normalizada,  $V_{0pu}$ , las corrientes en las llaves varían porque se debe mantener la tensión de salida constante. Este ajuste se hace modificando la relación de transformación del transformador aislador.

Como conclusión de la evaluación de pérdidas en las llaves se observa que las mismas aumentan con la frecuencia normalizada y con valores crecientes de  $V_{0pu}$ .

En la Fig.7 puede observarse como varía la distorsión armónica de la corriente  $i_L$  en función de la frecuencia normalizada para diferentes valores de  $V_{0pu}$ .

En la Fig.8 se muestra la sobretensión del capacitor, en la misma se puede ver la dependencia de la curva  $V_{0pu}$  seleccionada y la frecuencia normalizada.

Para adoptar un valor adecuado de  $f_n$  y  $V_{0pu}$  se debe tener en cuenta que según los resultados de evaluación de las pérdidas, distorsión armónica y sobretensión en el capacitor resonante, puede concluirse que la frecuencia normalizada a adoptar

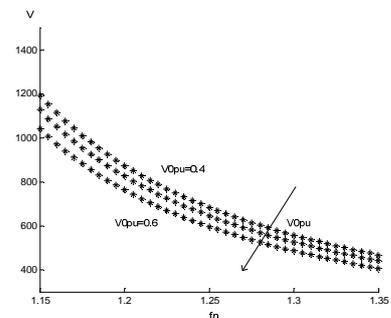


Fig.8: Tensión máxima en el capacitor resonante ( $V_{c\max}$ ) vs frecuencia normalizada para distintos valores de tensión de salida normalizada ( $V_{0pu}$ ).

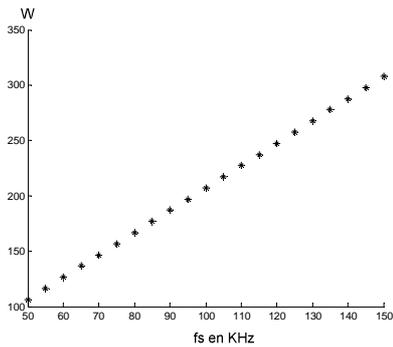


Fig. 9 Potencia total por llave en función de la frecuencia de conmutación para el punto de trabajo adoptado,  $f_n = 1.25$  y  $V_{0pu} = 0.5$ .

debe ser reducida en cuanto a las pérdidas, pero no a la sobretensión en el capacitor, manteniendo una relación de  $f_n = 1.25$  y seleccionando una curva  $V_{0pu} = 0.5$ , las pérdidas se encuentran dentro de valores aceptables que permiten seleccionar la llave, siendo la distorsión por armónicos inferior al 5%, la tensión del capacitor no supera los 1000V que se encuentra dentro de los valores comerciales y además, se trabaja en una zona aproximadamente lineal lo que asegura un mejor comportamiento del circuito de control.

Para valores de L y C constantes, según la expresión (2), la corriente por el inductor y la potencia en la carga en función de la frecuencia de conmutación se hace máxima para valores cercanos a la resonancia, a medida que la frecuencia aumenta y se aleja de la resonancia, la potencia disminuye como así también la corriente por el inductor y por las llaves.

Con los datos obtenidos se determina la variación de la potencia en las llaves en función de la frecuencia de conmutación considerando el punto de trabajo analizado en el párrafo anterior. En la Fig.9 se muestra la relación de la potencia de pérdidas con la frecuencia.

El tipo de llave a utilizar queda función de la frecuencia y la potencia máxima que es capaz de disipar sin destruirse, se debe tener en cuenta además la tensión máxima inversa y la corriente media.

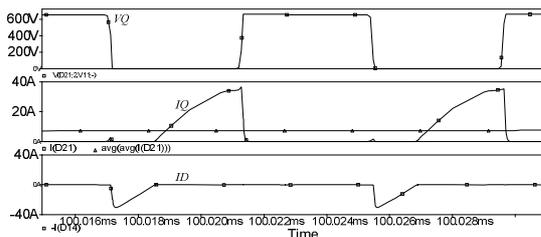


Fig.10 Formas de onda de tensiones y corrientes en las llaves para una frecuencia de conmutación de 120 KHz.

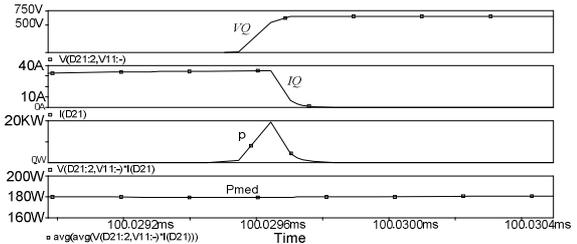


Fig.11 Formas de onda del apagado del transistor, tensión, corriente, potencia instantánea y potencia media.

La tabla 3 muestra los valores de los principales elementos del convertidor. El dimensionamiento de las llaves, la frecuencia máxima, el inductor resonante, el capacitor y la relación del transformador aislador de alta frecuencia.

**Tabla 3**  
**Dimensionamiento de las llaves y elementos principales**

Módulo IGBT SEMIKRON 1200 [V] – 100 [A]			
Descripción	Valor	Unidad	
Tensión Inversa máxima	660	V	
Corriente media (transistor)	8	A	
Corriente media (diodo)	2.7	A	
Potencia Máxima	250	W	
Frecuencia Máxima de Conmutación	120	KHz	
Capacitor Resonante	69.6128 (C)	nF	
Inductor Resonante	39.483 (L)	uHy	
Relación de transformación	1.5	-	

## 5. RESULTADOS DE SIMULACIONES

En esta sección se incluyen resultados de simulación con el fin de mostrar las formas de onda de las tensiones y corrientes en las llaves y en la carga comprobando los cálculos mediante la simulación con PSpice. Para simular el funcionamiento del convertidor se utilizó la configuración mostrada en la Fig.1.

Las formas de onda de tensión en la llave se muestran en la Fig.10. Se puede observar la tensión  $VQ$  aplicada a la llave, la misma varía de 0 a 660 V, la corriente  $IQ$  observada corresponde a la misma llave, se puede observar que comienza a conducir cuando la caída de tensión en la misma es cero lo que confirma la condición de pérdida nula en el encendido. Por otro lado se comprueba el apagado disipativo de la llave. Se muestra la corriente por el diodo de la misma llave. Los valores obtenidos guardan relación con los determinados previamente empleando las relaciones de la sección 3.

En la Fig.11 se presentan los resultados de las formas de onda en el apagado duro de la llave controlada. Se muestra la potencia instantánea y la potencia media

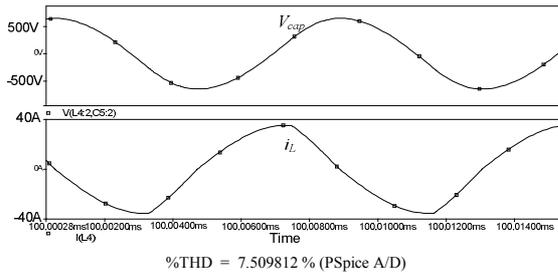


Fig.12 Formas de onda de tensión en el capacitor,  $V_{cap}$ , corriente en el inductor  $i_L$  y THD de  $i_L$

utilizando llaves con características similares al IGBT mencionado en la Tabla 3.

La Fig.12 muestra la tensión del capacitor,  $V_{cap}$ , la corriente por el inductor y el valor de distorsión de la corriente obtenido por simulación considerando hasta el 50° armónico.

## 6. CONCLUSIONES

En relación a trabajos anteriores, aquí se propuso optimizar el diseño del convertidor en lo que se refiere a utilización de los semiconductores de potencia, basado en un análisis de pérdidas, distorsión armónica de la corriente y de la sobretensión que deben soportar los capacitores. Se presentaron distintas topologías de convertidores resonantes para alimentar las AAT, llegando a la conclusión que la configuración conveniente es la serie con carga serie.

Al trabajar con funciones sinusoidales las pérdidas en el inductor y el transformador aislador son mínimas, además se tiene la ventaja adicional de una reducida emisión electromagnética (EMI).

En cuanto al análisis de los puntos de trabajo, es necesario trabajar a una frecuencia normalizada lo mas pequeña posible, fijada por límite que marca la sobretensión en el capacitor. La tensión normalizada deberá ser alta para mantener una distorsión baja en la corriente, pero en contrapartida las corrientes en las llaves serán mayores.

Una vez seleccionado el punto de trabajo del filtro resonante teniendo en cuenta las variables mencionadas, permiten concluir que el límite de frecuencia de trabajo para un convertidor resonante como el CRSCS está fijado por el valor de potencia de disipación de la llave.

## REFERENCIAS

Beiranvand, R., B. Rashidian, M.R. Zolghadri y S.M.H., Alavi, (2010). A Design Procedure for Optimizing the LLC Resonant Converter as a Wide Output Range Voltage Source, En *IEEE Transactions on Power Electronics*, **27**, 3749 – 3762.

Casanueva, R., C. Brañas, F.J., Azcondo y F.J., Díaz (2010). Teaching Resonant Converters: Properties and Applications for Variable Loads. En *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **57**, 3355-3363.

Girard, L., P. Teulet, M. Razafinimanana, A. Gleizes, F.C. Peyret, E. Baillot y F. Richard (2006). Experimental study of an oxygen cutting plasma torch: I. Spectroscopic analysis of the plasma jet. En *Journal of Physics: Applied Physics*, **39**, 1543–1556.

Gleizes, A., J. J. Gonzalez y P. Freton, (2005), Thermal Plasma Modelling *Journal of Physics: Applied Physics*, vol. 38, no. 9, pp. R153-R183

González Aguilar, J., C. Pardo Sanjurjo, A. Rodríguez Yunta y M.A. García Calderón, (1999). A Theoretical Study of a Cutting Air Plasma Torch. En *IEEE Transactions on Plasma Science*, **27**, 264-271.

Hyeon, B.C. J. T. Kim y B. H. Cho (2009). A half bridge LC resonant converter with reduced current ripple of the output capacitor. En *Telecommunications Energy Conference, 2009. INTELEC 2009. 31st International*, 1-5.

Kuo, S., D. Fellow, C.D. Bivolaru, L. Carter Jacobsen y S. Williams (2003). Operational Characteristics of a Periodic Plasma Torch. En *IEEE Transactions on Plasma Science*, **32**, 262-268.

Larry, L., Chuchh, Jefferson, L. Luo y Solon (2000). Switching Type Power Supply for Arc Welding. En *U.S. Patent*, 6055161.

Lucía, O., J.M. Burdío, I. Millán, J. Acero y L.A. Barragán (2010). Efficiency-Oriented Design of ZVS Half-Bridge Series Resonant Inverter With Variable Frequency Duty Cycle Control. En: *Power Electronics, IEEE Transactions*, **25**, 1671-1674.

Merwe, W. V. D. (2005). PWM Converter for a Highly Non-Linear Plasma Load. En Thesis of Master of Science, University of Stellenbosch.

Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins y W. P. (2003). *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. **9**, 249 295 Wiley 3 edition USA.

Oggier, G.G., G.O. García y A.R. Oliva (2009). Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses. En *IEEE Transactions on Power Electronics*, **24**, 1826-1838.