

**CONTROL DIGITAL DE CONVERTIDORES
RESONANTES Y RECTIFICACIÓN SÍNCRONA
PARA FUENTES DE ALIMENTACIÓN DE
SOLDADURA POR ARCO ELÉCTRICO**

por

Alejandro Navarro Crespín

Ingeniero Técnico Industrial, Electrónica Industrial, Universidad de Córdoba



Trabajo fin de master presentado en

la E. T. S. Ingenieros Industriales y de Telecomunicación de la

Universidad de Cantabria

para obtener el título

Máster en Investigación en Ingeniería Industrial. Diseño y Producción Industrial

E. T. S. Ingenieros Industriales y de Telecomunicación

Mayo 2012

Trabajo fin de máster titulado:
Control Digital de Convertidores Resonantes y Rectificación Síncrona para Fuentes de Alimentación de Soldadura por Arco Eléctrico
escrito por Alejandro Navarro Crespín
y dirigido por Francisco J. Azcondo Sánchez

Francisco J. Azcondo Sánchez

Fecha _____

Este trabajo ha sido examinado por el autor y director del mismo y consideran que el contenido y forma son aceptables para la presentación y defensa del mismo.

Índice general

1.	Introducción	5
2.	Descripción del sistema de alimentación	11
2.1.	Corrector de factor de potencia (CFP)	13
2.2.	Inversor Resonante	14
2.3.	Rectificador de salida	19
2.3.1.	Rectificador monofásico de onda completa	20
2.3.2.	Configuración utilizada	24
2.3.3.	Revisión de las diferentes técnicas de rectificación síncrona.	32
2.4.	Circuito de control	44
3.	Aportación al control de los inversores resonantes y a la etapa de rectificación síncrona	47
3.1.	Algoritmo de deslizamiento de fase para controlar el nivel de corriente de salida	47
3.1.1.	Capacidades del control	49
3.1.2.	Contribuciones del control de la etapa de potencia	51
3.2.	Algoritmo de control para la Rectificación Síncrona	55
4.	Simulaciones y resultados experimentales	59
4.1.	Resultados de simulación	59
4.1.1.	Control de corriente	59
4.1.2.	Rectificación síncrona	61
4.2.	Resultados experimentales	61

4.2.1. Descripción del prototipo	62
4.2.2. Control de corriente	65
4.2.3. Rectificación síncrona	68
5. Conclusiones y líneas de trabajo futuras	73
5.1. Conclusiones	73
5.2. Líneas de trabajo	74
6. Publicaciones relacionadas	75
 Bibliografía	 77
 Apéndices	

Índice de cuadros

4.1. Comparativa diodos vs. MOSFETs. 70

Índice de figuras

1.1. Aplicaciones de los inversores resonantes.	7
2.1. Características de tensión e intensidad dependiendo del tipo de soldadura.	11
2.2. Diagrama de bloques de la fuente de alimentación.	12
2.3. Esquema del convertidor.	13
2.4. Formas de onda del corrector de factor de potencia.	14
2.5. Para diferentes valores de carga, a) ganancia en tensión, y b) amplitud de la intensidad de salida del inversor resonante.	15
2.6. Inversor resonante y rectificador de salida.	16
2.7. Circuito resonante simplificado del inversor para análisis a través de la aproximación fundamental.	16
2.8. Intensidad de salida en función del parámetro de control Ψ	19
2.9. Topologías de rectificadores de onda completa: a) con transformador de toma media y b) con puente de diodos.	21
2.10. Formas de onda del rectificador onda completa con transformador de toma media.	22
2.11. Formas de onda del rectificador onda completa con puente de diodos.	24
2.12. Rectificador de onda completa con transformador de toma media: a) con diodos y b) con MOSFETs.	25
2.13. Transformador de baja y alta frecuencia.	26
2.14. Modelo de un transformador ideal.	27
2.15. Modelo del transformador real.	28

2.16. <i>Ringig</i> en la tensión de los rectificadores.	29
2.17. Diferentes configuraciones de <i>snubbers</i> disipativos en el rectificador (diodo o MOSFET).	30
2.18. <i>Ringig</i> amortiguado en la tensión de los rectificadores.	31
2.19. Característica potencia-intensidad: MOSFET vs. diodo.	33
2.20. Rectificación síncrona autoexcitada.	34
2.21. Forma de onda adecuada para RS autoexcitada.	36
2.22. RS con transformador de corriente.	37
2.23. Ejemplo de rectificación síncrona externa.	38
2.24. Circuito resonante CLL con rectificación síncrona.	39
2.25. Tolerancias en las señales de control.	40
2.26. Esquema propuesto para la RS.	42
2.27. Funcionamiento del circuito integrado IR1168S.	43
2.28. Funcionamiento del controlador ZXGD3103N8.	44
3.1. Señales de mando y auxiliares. Operación en fase.	48
3.2. Deslizamiento de fase.	49
3.3.	52
3.4. Sobreimpulso.	53
3.5. Inicio progresivo.	53
3.6. Finalización progresiva.	54
3.7. Modo pulsado.	55
3.8. Modo pulsado a diferentes niveles de intensidad.	55
3.9. Detalle del la caída de tensión en conducción en un rectificador de la etapa de salida.	56
3.10. Señales principales de la RS.	57
4.1. Corriente de salida y V_{DS2} y V_{DS4} : a) en fase y b) con desfase. Ch2: 20 A/div; Ch3 y Ch4: 500 V/div; tiempo: 4 μ s/div.	60
4.2. Resultados de simulación de la RS propuesta.	61

4.3. Prototipo de 100 A.	62
4.4. Tarjeta de 50 A.	63
4.5. Circuito de control con FPGA de Xilinx® Spartan3 (XC3S200).	63
4.6. Esquema del convertidor resonante y control.	64
4.7. Configuración del IR1168S para la RS.	65
4.8. Intensidad de salida y V_{DS2} y V_{DS4} : a) en fase y b) con desfase. Ch2: 20 A/div; Ch3 y Ch4: 500 V/div; tiempo: 4 μ s/div.	66
4.9. Sobreimpulso de corriente. Ch2: 10 A/div; tiempo: 1 s/div.	67
4.10. Rampa de bajada de corriente. Ch2: 10 A/div; tiempo: 2 s/div.	67
4.11. Extinción de arco de soldadura: a) de manera abrupta y b) con rampa de bajada.	68
4.12. Formas de onda de la RS propuesta. Ch1: 20 V/div, Ch2: 10 A/div, Ch3 y Ch4: 500 V/div, tiempo: 2 μ s/div.	68
4.13. Detalle de la caída de tensión en uno de los rectificadores de salida: a) diodo, b) MOSFET utilizando IR1168S y c) MOSFET utilizando la RS propuesta.	69
4.14. Vista superior, inferior y lateral de una tarjeta de 50 A.	71
4.15. Comportamiento térmico: a) diodos y b) MOSFETs utilizando la RS propuesta.	72

Resumen

El punto de partida de este trabajo es la tecnología desarrollada los últimos años en el Laboratorio de Electrónica de Potencia de la Universidad de Cantabria y la empresa Degima S.A. en el marco de los convenios sobre sistemas de alimentación para equipos de soldadura basados en convertidores electrónicos de potencia resonantes. Aprovechando las características de este tipo de convertidores, se consigue un modo de funcionamiento en el que la intensidad de salida es independiente de la carga conectada, es decir, de fuente de corriente. Esta intensidad de salida se aplica entre un electrodo y masa para realizar diferentes tipos de soldadura. Los objetivos principales de este trabajo son:

- Desarrollar un algoritmo de control que gestione la conmutación de los dispositivos de potencia en el inversor resonante de manera eficiente, manteniendo el comportamiento de fuente de corriente en diferentes niveles de intensidad y ante cualquier carga. Además, a partir del control realizado proponer ajustes dinámicos y estáticos del nivel de corriente de salida con el fin de generar capacidades de control de nivel de corriente para responder a diversas especificaciones.
- Reducir pérdidas en la etapa rectificadora de salida, para ello se sustituyen los diodos rectificadores por rectificadores síncronos y se desarrolla un algoritmo de control que gestione las conmutaciones de dichos rectificadores de manera que se maximiza el tiempo de conducción. Esta situación se consigue debido al comportamiento de fuente de corriente, en el que teóricamente un corto-circuito es una situación segura. De este modo, aumenta el rendimiento ya que se disminuyen las pérdidas en conducción y se consigue un mejor comportamiento térmico al mismo tiempo que se disminuye el tamaño de dicha etapa.

El trabajo se organiza de la siguiente forma; en el primer capítulo se realiza una introducción a las aplicaciones de los inversores resonantes.

En segundo capítulo se describe el sistema de alimentación. Se explica el fundamento teórico del control del inversor resonante trabajando el punto de operación en el que se comporta como fuente de corriente para cualquier carga y se presenta el parámetro de control con el que se gestiona la intensidad de salida.

Se realiza una descripción detallada de la etapa rectificadora donde se explican las alternativas disponibles y se justifica la elección de la topología seleccionada. Además se realiza una revisión del estado de las diferentes técnicas de la Rectificación Síncrona (RS). También se realiza un estudio del transformador de alta frecuencia y de los parásitos asociados al mismo y así corregir sus efectos, que en la etapa de rectificación son importantes para la aplicación del algoritmo de RS que se presenta en el tercer capítulo.

En el tercer capítulo, se presenta el algoritmo de control implementado en el dispositivo digital que gestiona las señales de los MOSFETs de los inversores resonantes. Además se establecen las limitaciones dinámicas y estáticas del circuito digital y del convertidor y se muestran aplicaciones donde las capacidades generadas a partir del control de nivel de corriente responden a diversas aplicaciones, tratándose de una aportación de este trabajo. También se explica el algoritmo utilizado para realizar RS. Este algoritmo supone otra aportación original de este trabajo debido a que prácticamente elimina los tiempos muertos de los rectificadores, que no son necesarios debido al comportamiento del convertidor como fuente de corriente, suponiendo mejoras de rendimiento, de reducción de tamaño/volumen, de especificaciones de disipadores y del factor de marcha del equipo.

En el cuarto capítulo se presentan las simulaciones y los resultados experimentales que validan el comportamiento del sistema explicado en capítulos anteriores. Para la realización de este trabajo se ha elaborado un demostrador de cuya corriente máxima de salida es de 100 A y una tensión de hasta 40 V. En este capítulo, también se muestran algunas de las capacidades generadas a partir del control del inversor resonante donde consigue un mejor control del proceso de soldadura. Además, se muestra una tabla donde se comparan los resultados obtenidos en la etapa rectificadora para soluciones basadas

en diodos, RS con un dispositivo comercial y la RS propuesta en este trabajo. Además se muestran imágenes termográficas de la solución basada en diodos y la solución con la RS propuesta.

Se finaliza con las conclusiones del trabajo fin de máster y las publicaciones realizadas por el autor relacionadas con este trabajo.

Capítulo 1

Introducción

Una soldadura, según la definición de la *American Welding Society* (AWS), es “*una unión localizada (la fusión o crecimiento conjunto de la estructura del grano de los materiales soldados) de metales o no metales, producida por el calentamiento de éstos a las temperaturas requeridas, con o sin la aplicación de presión, o aplicando sólo presión y con o sin el uso de materiales de aportación*”.

Gracias al desarrollo de nuevas técnicas, durante la primera mitad del siglo XX, la soldadura sustituyó al atornillado y al remachado en la construcción de muchas estructuras, como puentes, edificios, barcos, etc.

Los primeros electrodos utilizados fueron alambres desnudos de hierro que producían soldaduras débiles y frágiles. El arco sobrecalentaba el metal de aportación y se fragilizaba el cordón de soldadura por reacción con el aire. En 1912, Strohmenger patentó en E.E.U.U. un electrodo fuertemente recubierto, capaz de reproducir a escala industrial soldaduras con buenas propiedades mecánicas.

A partir de 1930 las aplicaciones de soldadura por arco crecieron rápidamente. En este año se construye en Carolina del Sur un barco mercante totalmente soldado, que fue el precursor de los miles de barcos soldados construidos durante la Segunda Guerra Mundial.

El primer proceso con protección gaseosa empleó un electrodo no consumible de wolframio y helio como gas de protección, recibió la denominación de TIG (*Tungsten Inert Gas*). Este tipo de soldadura resolvió el problema de la soldadura de materiales muy reactivos, pero no fue muy útil a la hora de soldar secciones gruesas o aleaciones altamente conductoras del calor. Para salvar este inconveniente, en 1948 el electrodo de wolframio se sustituye por un alambre continuo consumible, dando lugar a un

nuevo proceso de soldadura por arco que se denominó MIG (*Metal Inert Gas*).

En la actualidad los desarrollos tecnológicos se centran en la aplicación de la electrónica para un mejor control del arco y de los parámetros de soldadura. Más que la aplicación de nuevos procesos, se está consiguiendo la ampliación del campo de aplicación de los ya existentes a nuevos materiales no metálicos y a aleaciones metálicas hasta ahora difíciles de soldar, sin olvidar la mecanización, automatización, robotización y control de los procesos mediante ensayos no destructivos y registro de los parámetros en tiempo real.

Actualmente la soldadura sigue muy presente en la vida cotidiana. Los equipos de soldadura, suelen ser grandes y pesados, y trabajan a bajas frecuencias. Por tanto aparecen nuevos requerimientos tales como reducción del tamaño, reducción del peso, aumento del rendimiento, mayor flexibilidad, mejora del factor de marcha¹ y mejora en el control del proceso, que acompañadas de la evolución de la tecnología de los dispositivos semiconductores, apuntan a tendencia a la realización de fuentes conmutadas que permitirán conseguir mejoras significativas comparadas con las ya existentes. Bajo estas premisas se ha desarrollado una tecnología de fuentes de alimentación de alta frecuencia basada en convertidores resonantes que operan en modo corriente.

El presente trabajo propone el control digital de fuentes de alimentación basadas en inversores resonantes, en particular, para una fuente de alimentación para soldadura por arco capaz de cubrir las necesidades eléctricas para realizar soldadura mediante electrodos, TIG y MIG.

Los inversores resonantes de alta frecuencia han sido y son objeto de numerosos estudios en los últimos años [1–4]. La utilización de este tipo de convertidores resulta muy adecuada en aplicaciones de control de descargas como las que se muestran en la Fig. 1.1 y que se explican a continuación:

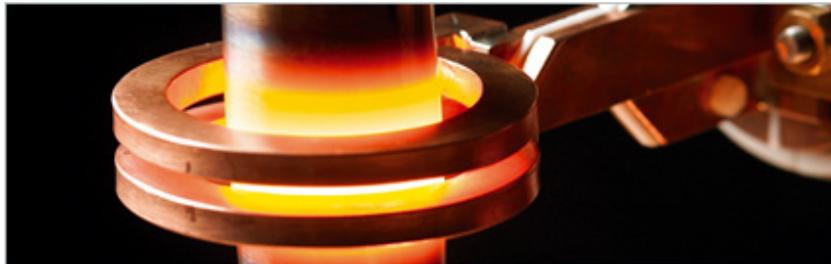
Alimentación de lámparas de descarga

Los inversores resonantes encuentran una aplicación muy interesante en la alimentación de lám-

¹ El factor de marcha se define en % como el tiempo máximo que un equipo de soldadura puede estar funcionando continuamente en un intervalo de diez minutos sin necesidad de interrumpir su funcionamiento para refrigerar los componentes que forman el sistema.



(a) Iluminación



(b) Calentamiento por inducción



(c) Ultrasonidos



(d) Generación de ozono



(e) Electroerosión



(f) Soldadura

Figura 1.1: Aplicaciones de los inversores resonantes.

paras de descarga [5–10]. Además de realizar el encendido y la alimentación de la lámpara en régimen

permanente al igual que los sistemas tradicionales basados en balastos electromagnéticos, presentan la ventaja de alimentar las lámparas con corriente de alta frecuencia. Esto produce un aumento del flujo luminoso emitido por la lámpara con respecto al emitido a frecuencias de red para la misma potencia eléctrica. Además la alimentación a alta frecuencia elimina el efecto estroboscópico, aumentando la calidad de la iluminación. Otras ventajas adicionales son las derivadas de un mayor rendimiento energético en la etapa de potencia, control del flujo luminoso, regulación de la potencia eléctrica entregada a la lámpara, etc.

Más recientemente, aprovechando las características de estos convertidores cuando operan como fuente de corriente, se aplican también en iluminación con LEDs [11, 12]. Realizando un control adecuado sobre estos convertidores se puede regular la intensidad lumínica (*dimming*) sin necesidad de añadir circuitería extra. También su rápida dinámica asegura una operación correcta y libre de parpadeos (*flicker*) permitiendo conseguir una calidad del flujo luminoso, desde el punto de vista del usuario, muy elevada.

Calentamiento por inducción

Tradicionalmente, el rendimiento energético de estos equipos es reducido ya que gran parte de calor generado eléctricamente se pierde en el entorno del generador debido a fugas térmicas. Por medio del calentamiento por inducción utilizando convertidores resonantes, el rendimiento del proceso se mejora en gran medida. En este proceso se genera una forma de onda de corriente alterna de alta frecuencia con la que se alimenta una bobina de inducción. El campo magnético creado por la bobina induce corrientes circulatorias en el elemento metálico a calentar. De esta forma toda la energía eléctrica se transfiere en forma de energía útil de calentamiento [13–15].

Equipos de ultrasonidos

En estas aplicaciones se alimentan cargas construidas con materiales piezoeléctricos, con una onda de tensión de alta frecuencia (por encima del margen audible de 20 kHz) de manera que la energía eléctrica es transformada en energía mecánica que puede ser transformada de nuevo en energía eléctrica (transformadores piezoeléctricos, motores ultrasónicos), o simplemente empleada como medio de obtención de información (sonar, ecografía, etc.) [16, 17].

Generación de ozono

Tradicionalmente los generadores de ozono consisten en transformadores de baja frecuencia con una alta relación de vueltas. La fuente de alimentación debe proporcionar una gran tensión a la salida. A temperatura ambiente y a presión atmosférica son necesarios 20 kV para iniciar la descarga con un gap de 1 mm [18–20]. Esta tensión debe mantenerse durante cierto tiempo. Las fuentes de alimentación de baja frecuencia son muy voluminosas, de bajo rendimiento y con gran dificultad para ser controladas en el proceso de generación de ozono.

Estudios recientes [21, 22], han demostrado que fuentes de alimentación de alta frecuencia (centenas de kilohercios) permiten un incremento en la densidad de potencia aplicada a la superficie del electrodo del generador de ozono. Esto resulta en un aumento en la producción de ozono para una superficie dada, mientras que se disminuyen los niveles de pico de tensión necesarios para producir ozono.

Electroerosión

La electroerosión es un sistema de mecanizado en el que se aplican impulsos de tensión controlados para generar descargas entre un electrodo y una pieza separados una determinada distancia micrométrica, ambos sumergidos en un dieléctrico, de forma que en la pieza se reproduce la forma del electrodo. La aplicación de electroerosión requiere generar, en cada impulso, la tensión necesaria para ionizar y lograr la ruptura del dieléctrico y posteriormente se ha de mantener la tensión de descarga. Además las condiciones del gap (distancia entre pieza y electrodo) son muy variables lo que implica que se tienen que considerar grandes variaciones de la carga como son corto circuito y circuito abierto [23–26]. La rápida dinámica de los inversores resonantes permite adaptarse a este tipo de pulsos sin problemas. El uso de convertidores resonantes permite aumentar el rendimiento y disminuir tamaño y peso con respecto a los equipos tradicionales de electroerosión.

Soldadura por arco eléctrico

Esta aplicación es en la que se centra este trabajo fin de Máster. En la soldadura de arco eléctrico la energía de fusión se proporciona por medio de un arco eléctrico entre dos electrodos, uno de los cuales

es la pieza metálica a soldar. En estos equipos es imprescindible el aislamiento galvánico entre la entrada y la salida. Los sistemas tradicionales emplean un transformador de baja frecuencia seguido de un puente de tiristores y una bobina de valor elevado para disminuir el rizado de la corriente del arco. El empleo de un inversor resonante seguido de un transformador de alta frecuencia, rectificador y bobina de alta frecuencia, como es el caso expuesto en este trabajo, permite tanto reducir el tamaño y peso del equipo como aumentar su eficiencia. En estos equipos se obtienen rendimientos elevados [27–30].

El control digital en fuentes de alimentación proporciona gran flexibilidad a las etapas de potencia, de manera que se pueden adoptar diferentes puntos de trabajo para un mismo circuito sin necesidad de añadir componentes adicionales. En los últimos años se ha incrementado notablemente su utilización [31–39]. El objetivo es proporcionar mayor funcionalidad a los circuitos electrónicos únicamente modificando la programación e ir aumentando la complejidad de los algoritmos de programación en beneficio de la simplicidad del circuito analógico y la posibilidad de añadir funcionalidades extra.

Para ello existen dos alternativas en función del dispositivo basadas en dispositivos secuenciales y concurrentes.

Secuencial vs. concurrente

Las sentencias concurrentes son aquéllas que se ejecutan simultáneamente, es decir, no existe una prioridad entre unas u otras, mientras que la estructura secuencial es aquella en la que una instrucción sigue a otra en secuencia. Las tareas se suceden de tal modo que la salida de una es la entrada de la siguiente y así sucesivamente hasta el fin del proceso.

Capítulo 2

Descripción del sistema de alimentación

En el presente capítulo se muestra una breve descripción de la fuente de alimentación. El sistema se basa en la asociación de convertidores de 1 kW en paralelo con la capacidad de suministrar 25 A de corriente de salida y hasta 40 V. El modo de operación del convertidor es el de fuente de corriente, así mediante la asociación de módulos en paralelo se configura el equipo según las necesidades del proceso. La fuente de alimentación desarrollada para la realización de este trabajo se trata de un prototipo capaz de suministrar 100 A de salida para distintos tipos de soldadura: TIG, *Tungsten Inert Gas*, SMAW, *Shield Metal Arc Welding* o MIG, *Metal Inert Gas*).

La Fig. 2.1 muestra de una manera aproximada las características de tensión e intensidad que son necesarias según el tipo de soldadura.

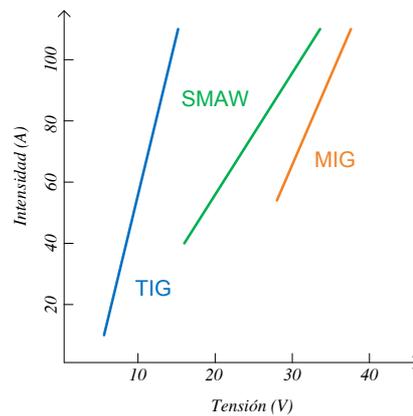


Figura 2.1: Características de tensión e intensidad dependiendo del tipo de soldadura.

En la Fig. 2.2 se muestra el diagrama de bloques del sistema que consiste en un circuito de control y cuatro módulos de 25 A.

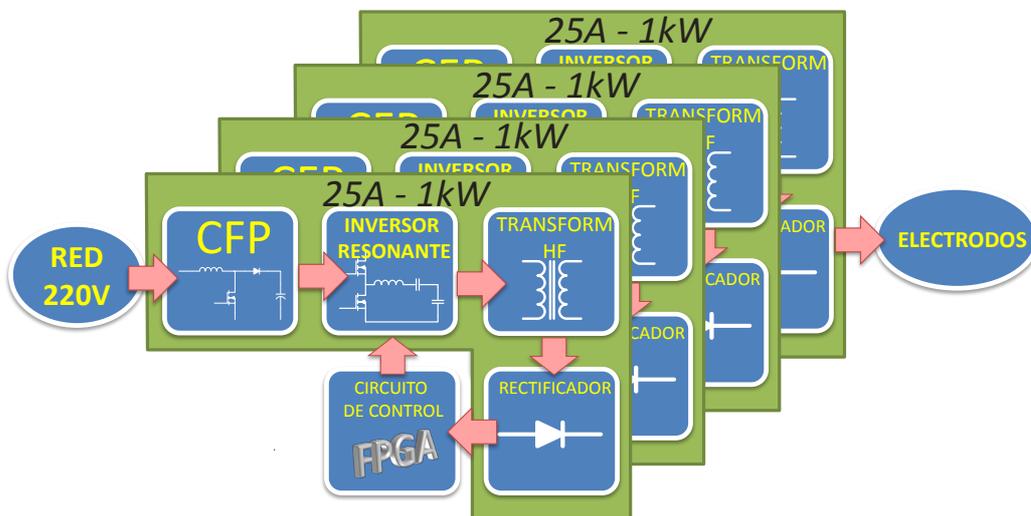


Figura 2.2: Diagrama de bloques de la fuente de alimentación.

Cada convertidor de 25 A está constituido por cada una de las etapas que se muestran en la Fig. 2.3 y que se detallan a continuación:

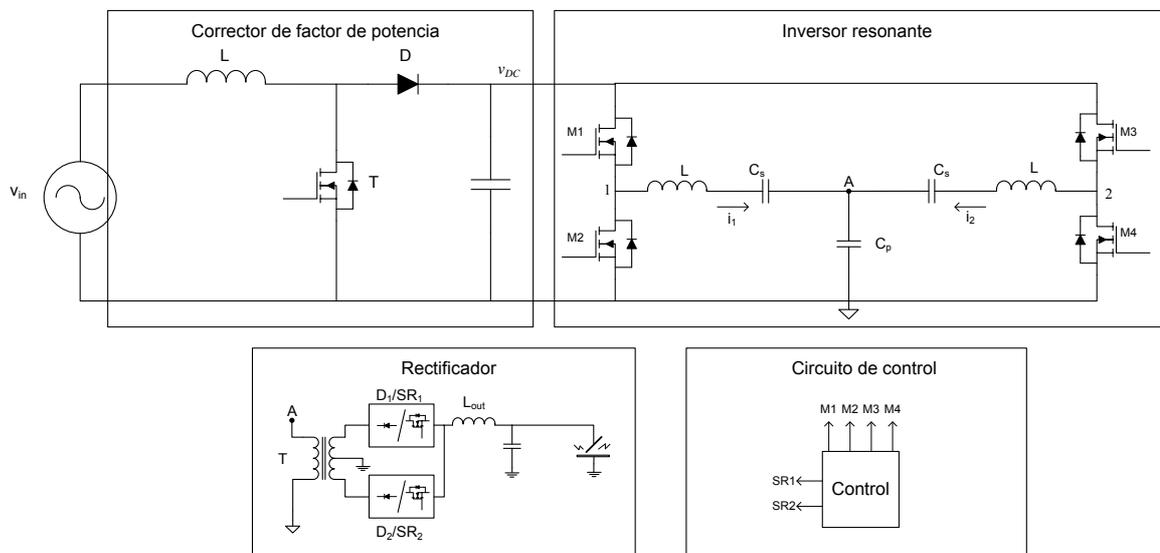


Figura 2.3: Esquema del convertidor.

2.1. Corrector de factor de potencia (CFP)

Es un convertidor ca/cc que conecta el sistema de alimentación a la red eléctrica. Este tipo de convertidores ha sido ampliamente estudiado en varios trabajos [40–42]. La salida de esta etapa es una tensión continua y estabilizada frente a cambios en la tensión de la red y a cambios en la carga equivalente. Además dispone de control de la intensidad demandada de la red que hace que sea proporcional a la tensión de red. El convertidor se comporta, por tanto, como un emulador de resistencia y consigue que el factor de potencia que produce el equipo en régimen permanente sea prácticamente unidad eliminando casi por completo la energía reactiva. En la Fig. 2.4 se muestran las formas de tensión e intensidad de entrada al convertidor y la tensión de salida con su rizado. Existen en el mercado diversos dispositivos analógicos que se encargan del control del convertidor, pero el elegido para esta aplicación es el UC3854AN de Texas Instruments [43].

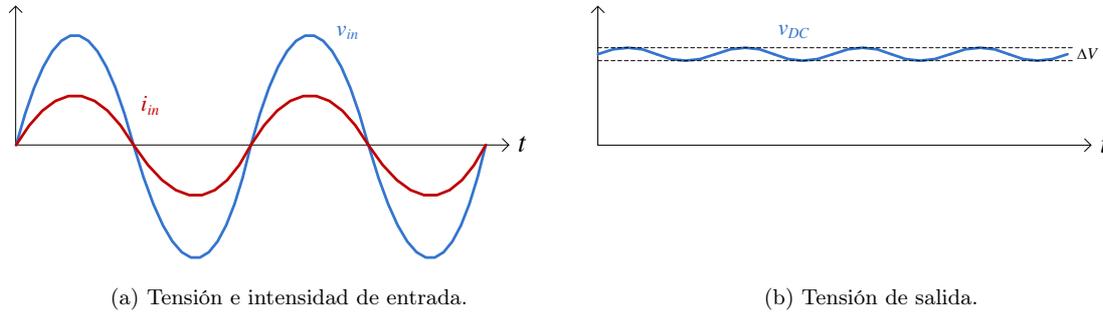


Figura 2.4: Formas de onda del corrector de factor de potencia.

2.2. Inversor Resonante

Previamente, se han indicado la gran variedad de aplicaciones de este tipo de convertidores. Se trata de un convertidor cc/ca. A partir de la tensión continua estabilizada por el CFP, obtiene a la salida una intensidad alterna de alta frecuencia. En este trabajo, el convertidor está constituido por dos secciones clase D y cada sección por una etapa de dos transistores formando una topología medio puente que convierten la tensión continua en tensión alterna de alta frecuencia y un circuito formado por una auto inductancia y dos condensadores que actúan de filtro, seleccionando la componente fundamental y atenuando las demás. La Fig. 2.5 muestra el comportamiento en frecuencia de la ganancia en tensión y de la amplitud de la intensidad de salida del inversor. A la frecuencia de resonancia, f_o , la ganancia en tensión del inversor es tal que a circuito abierto la ganancia es alta, de manera que se obtiene una tensión elevada para la formación del arco de soldadura, esta tensión se denomina tensión de vacío o *standby*. En corto-circuito la ganancia es muy pequeña. El inversor resonante, en la operación de soldadura, ofrece a la salida una intensidad que depende de la tensión de entrada e independiente de la carga si la frecuencia de conmutación es la frecuencia de resonancia en vacío del circuito resonante. Este comportamiento de fuente de corriente no se consigue a través de un lazo de control sino que es inherente al inversor resonante, es decir, la secuencia de diseño determina un punto de operación en el que se cumple la propiedad de fuente de corriente dependiente de la tensión de alimentación,

que en este caso, se ha estabilizado por la etapa previa (CFP). Esta operación dota al sistema de la necesaria estabilidad, puesto que el comportamiento como fuente de corriente presenta una impedancia de salida suficientemente elevada (teóricamente infinita) que estabiliza el arco eléctrico. Como el control de frecuencia de conmutación es preciso, la operación en bucle abierto dota al sistema de alimentación de mayor robustez e inmunidad al ruido que un control de corriente en bucle cerrado. Los resultados de simulaciones de Montecarlo avalan esta elección [24].

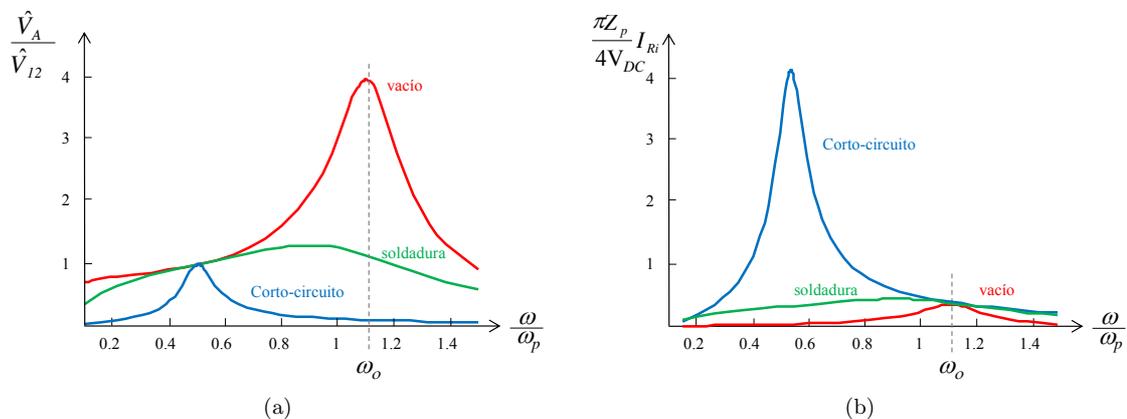


Figura 2.5: Para diferentes valores de carga, a) ganancia en tensión, y b) amplitud de la intensidad de salida del inversor resonante.

Se propone la solución mostrada en la Fig. 2.6 para tener regulación del nivel de intensidad de salida utilizando el desfase entre las señales de control de las mismas.

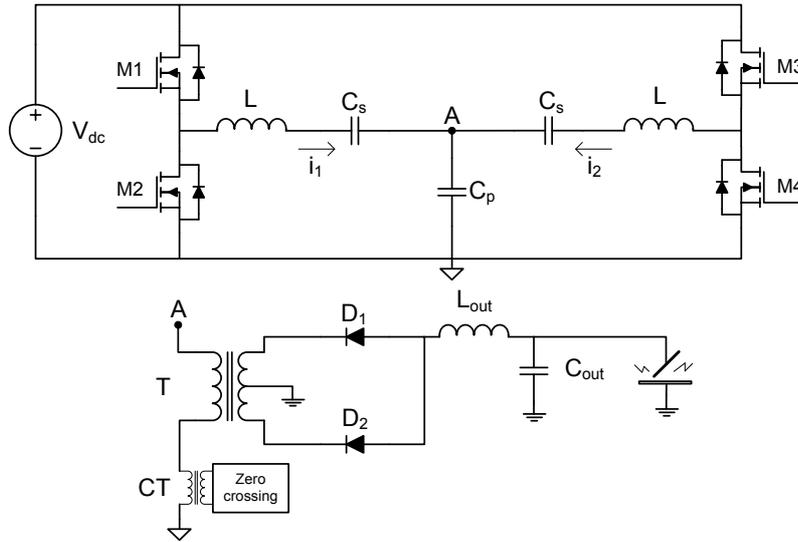


Figura 2.6: Inversor resonante y rectificador de salida.

Los dos medios puentes que forman la configuración inversora generan formas de tensión cuadrada, pero como las corrientes i_1 e i_2 del circuito resonante son sinusoidales, solo se transfiere la componente fundamental a cada rama de entrada del circuito resonante, con lo cual las formas de onda cuadradas se pueden sustituir por tensiones sinusoidales que representan la componente fundamental (aproximación fundamental [1]) para un análisis simplificado quedando como se muestra en la Fig. 2.7:

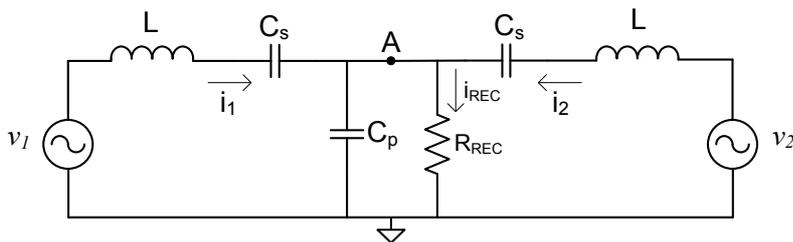


Figura 2.7: Circuito resonante simplificado del inversor para análisis a través de la aproximación fundamental.

donde:

$$v_1 = \hat{V} \cos(\omega t + \Psi/2) \quad (2.1)$$

$$v_2 = \hat{V} \cos(\omega t - \Psi/2) \quad (2.2)$$

y

$$\hat{V} = \frac{2}{\pi} V_{dc} \quad (2.3)$$

siendo Ψ el ángulo de desfase entre v_1 y v_2 .

Para esta primera parte del análisis, la carga a la salida del inversor resonante (etapa rectificadora de salida) se modela resistencia equivalente de valor [1]:

$$R_{rec} = \frac{\pi^2}{8} n^2 R_{out} \quad (2.4)$$

siendo R_{out} la carga que representa el arco de soldadura, estando directamente relacionada con cada tipo de soldadura y n la relación de transformación del transformador.

El convertidor resonante serie-paralelo trabaja como fuente de corriente a la frecuencia $\omega = \omega_0$, aunque a esta frecuencia, la tensión y la intensidad que circula por los dispositivos semiconductores están en fase, con lo que se producen conmutaciones forzadas que producen pérdidas con lo que se puede llegar a la destrucción de los semiconductores, es por esta razón por la que se debe seleccionar una frecuencia de conmutación ligeramente por encima de la frecuencia de resonancia de manera que se produce conmutación a tensión cero (*zero voltage switch, ZVS*) [44]. De este modo, las conmutaciones se producen cuando la tensión del dispositivo es cero reduciendo así pérdidas en conmutación a la vez que se mejora el comportamiento reduciendo la emisión de interferencias electromagnéticas (EMI).

Aunque se ha expuesto que la frecuencia de conmutación debe estar situada ligeramente por encima de la frecuencia de resonancia, para simplificar el análisis, se asume que la frecuencia de con-

mutación es igual a la frecuencia de resonancia:

$$\omega = \omega_o = \sqrt{1 + C_p/2C_s} \quad (2.5)$$

Los parámetros paralelo del convertidor resonante serie-paralelo son:

- Frecuencia resonante paralelo

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_p/2}} \quad (2.6)$$

- Impedancia característica paralelo

$$Z_p = \omega_p L = \frac{2}{\omega_p C_p} \quad (2.7)$$

- Factor de calidad paralelo

$$Q_p = \frac{2R_{rec}}{Z_p} \quad (2.8)$$

Por otro lado, las expresiones que definen las amplitudes de las corrientes resonantes son [45]:

$$\hat{I}_1 = \frac{2V_{dc}\sqrt{1 + C_p/2C_s}}{\pi Z_p} \sqrt{\left[Q_p \sqrt{1 + C_p/2C_s} \cos(\Psi/2) + \sin(\Psi/2)\right]^2 + \cos^2(\Psi/2)} \quad (2.9)$$

$$\hat{I}_2 = \frac{2V_{dc}\sqrt{1 + C_p/2C_s}}{\pi Z_p} \sqrt{\left[Q_p \sqrt{1 + C_p/2C_s} \cos(\Psi/2) - \sin(\Psi/2)\right]^2 + \cos^2(\Psi/2)} \quad (2.10)$$

y la amplitud de la corriente a través de la resistencia equivalente de la carga viene dada por:

$$\hat{I}_{rec} = \frac{4V_{dc}\sqrt{1 + C_p/2C_s}}{\pi Z_p} \cos(\Psi/2) \quad (2.11)$$

La corriente a la salida del rectificador se obtiene mediante:

$$I_{out} = \frac{\pi}{4} n \hat{I}_{rec} \quad (2.12)$$

y sustituyendo:

$$I_{out} = \frac{nV_{dc}\sqrt{1 + C_p/2C_s}}{Z_p} \cos(\Psi/2) \quad (2.13)$$

y por último, la tensión en la carga es:

$$V_{out} = \frac{4V_{dc}Q_p\sqrt{1 + C_p/2C_s}}{\pi^2n} \cos(\Psi/2) \quad (2.14)$$

La Fig. 2.8 muestra como varía el nivel de corriente en función del ángulo de desfase Ψ entre las tensiones v_1 y v_2 .

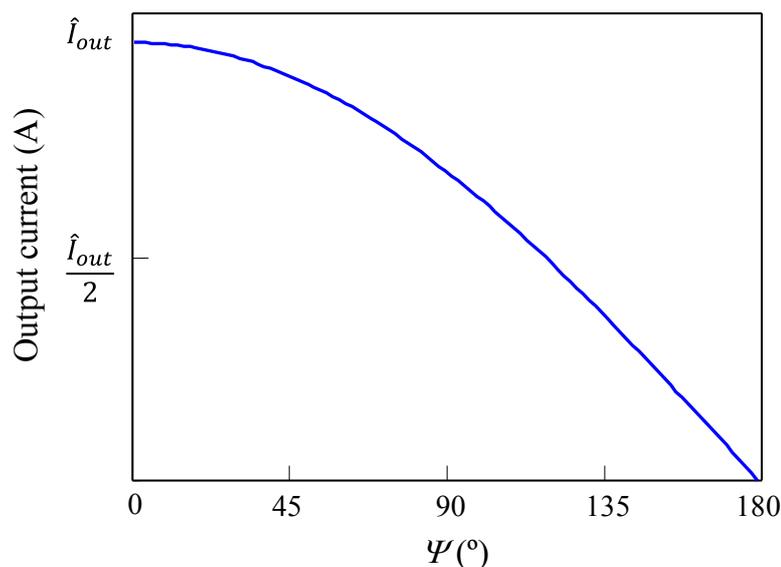


Figura 2.8: Intensidad de salida en función del parámetro de control Ψ .

2.3. Rectificador de salida

El rectificador de salida está compuesto de un transformador con secundario de toma media (*center-tap*) y un rectificador de onda completa.

Esta etapa permite obtener el nivel de intensidad deseado con aislamiento galvánico. Se consigue un buen compromiso de tamaño y pérdidas debido a la alta frecuencia de la tensión en intensidad de entrada y se elige un secundario con toma media para minimizar el número de semiconductores, y con ello las pérdidas, de la siguiente etapa rectificadora. El transformador ofrece además un grado de libertad al diseñador puesto que permite seleccionar el factor de calidad del circuito resonante, de forma que se mantenga la conmutación *off-on* a tensión cero (*zero voltage switch*, ZVS) pero consiguiendo al

mismo tiempo que el desfase entre la tensión y la intensidad de entrada al tanque resonante sea mínimo, a fin de minimizar la componente reactiva en el tanque resonante. De esta forma, se reduce la amplitud de la intensidad en el circuito resonante y las pérdidas de conmutación *on-off* de los transistores del inversor.

Rectificador

Esta etapa es un convertidor ca/cc que obtiene la intensidad de salida deseada unipolar. El arco de soldadura se establece entre el terminal común de los semiconductores y la toma media del secundario del transformador. La polaridad con la que se conecta el electrodo a los terminales depende del tipo de soldadura que se realiza.

Esta etapa supone un “punto caliente”, suponiendo una limitación para el tiempo de funcionamiento del sistema para procesos de soldadura largos, ya que los rectificadores soportan toda la intensidad de salida del convertidor, de ahí la necesidad de reducir al máximo las pérdidas. Se define el factor de marcha como el tiempo máximo de soldadura en un intervalo de tiempo de 10 minutos, que debe ser lo mayor posible con el objetivo de minimizar el tiempo de espera de refrigeración del equipo.

Se muestran a continuación las alternativas que existen para la etapa rectificadora de salida y la selección de la más adecuada. Esta etapa realiza la conversión de energía de alterna del inversor resonante a continua para adaptar la tensión de salida a la tensión requerida por el proceso de soldadura [46, 47]. La tensión de soldadura varía entre unidades de voltios hasta aproximadamente 40 V dependiendo del tipo de soldadura que se esté realizando (Fig. 2.1).

2.3.1. Rectificador monofásico de onda completa

En la Fig. 2.9 se muestran dos topologías de rectificadores de onda completa:

- Rectificador con transformador de toma media.
- Rectificador con puente de diodos.

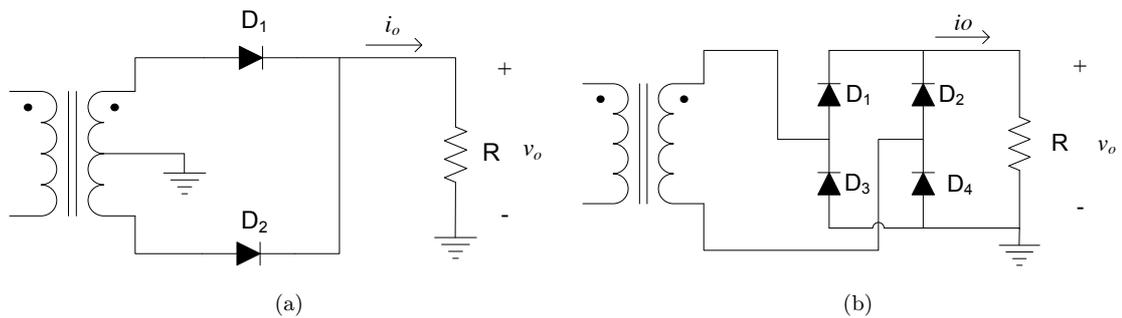


Figura 2.9: Topologías de rectificadores de onda completa: a) con transformador de toma media y b) con puente de diodos.

Cualquiera de las dos topologías puede utilizarse para la aplicación de soldadura. A continuación se realiza una revisión de cada una de ellas y se pone de manifiesto cual es la más adecuada.

2.3.1.1. Rectificador con transformador de toma media

En esta topología cada mitad del transformador y su elemento rectificador actúan como si fuera un rectificador de media onda y en la salida se obtiene la onda rectificada completamente como se muestra en la Fig. 2.10.

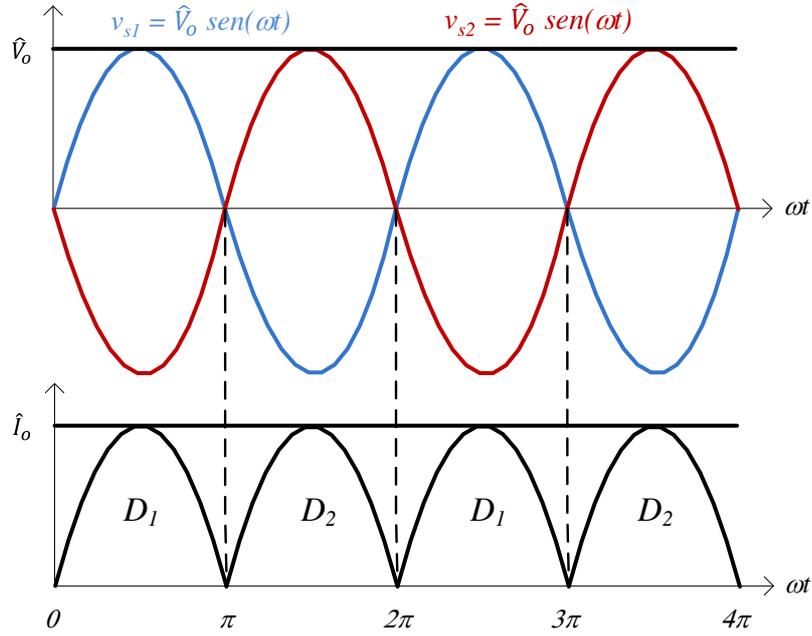


Figura 2.10: Formas de onda del rectificador onda completa con transformador de toma media.

El transformador con toma media se encarga de proporcionar dos tensiones (v_{s1} y v_{s2}) de igual magnitud y con un desfase entre ellas de 180° .

La tensión media en la carga es:

$$V_{Odc} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \hat{V}_o \sin(\omega t) d\omega t = \frac{\hat{V}_o}{\pi} [-\cos \omega t]_0^\pi = \frac{2\hat{V}_o}{\pi} = 0,636\hat{V}_o \quad (2.15)$$

Tensión eficaz en la carga:

$$V_{Orms} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (\hat{V}_o \sin(\omega t))^2 d\omega t} = \frac{\hat{V}_o}{\sqrt{2}} = 0,707\hat{V}_o \quad (2.16)$$

Corriente en los diodos:

$$I_{Odc(D1)} = I_{Odc(D2)} = \frac{\hat{I}_o}{\pi} \quad (2.17)$$

$$I_{o_{rms}(D_1)} = I_{o_{rms}(D_2)} = \frac{\hat{I}_o}{2\sqrt{2}} \quad (2.18)$$

Potencia media en la carga:

$$P_{O_{dc}} = \frac{(0,636\hat{V}_o)^2}{R} \quad (2.19)$$

El rectificador con transformador de toma media utiliza sólo dos diodos con lo que las pérdidas en conducción son la mitad que en el caso del rectificador con puente de diodos, sin embargo, precisa de un transformador de toma media y los diodos tienen que soportar el doble de tensión que en el caso del puente. Por esta razón, el rectificador con transformador de toma media se utiliza habitualmente en aplicaciones de baja tensión. Normalmente se utilizan filtros para suprimir el rizado de las formas de onda de salida, de forma que éstas son prácticamente señales de continua, aunque para esta aplicación, debido a la alta frecuencia de operación, son los propios cables los que se comportan como inductancias que actúan como filtro reduciendo el rizado de las formas de onda de salida.

2.3.1.2. Rectificador con puente de diodos.

Para rectificar la onda completa con esta configuración, se utilizan 4 diodos, en una configuración denominada puente de Graetz. Su principal ventaja respecto al rectificador de onda completa con transformador de toma media es que no necesita la toma media del transformador que hace que aumente la complejidad del diseño.

En esta configuración(Fig. 2.9b), conducen siempre dos diodos simultáneamente. Si la tensión en la entrada del rectificador es positiva (semiciclo positivo), conducirán D_1 y D_4 mientras que D_2 y D_3 estarán polarizados inversamente y, por tanto, estarán bloqueados. Si por el contrario, la tensión es negativa (semiciclo negativo), conducirán D_2 y D_3 . La Fig. 2.11 muestra las formas de onda del rectificador en puente completo con una carga resistiva.

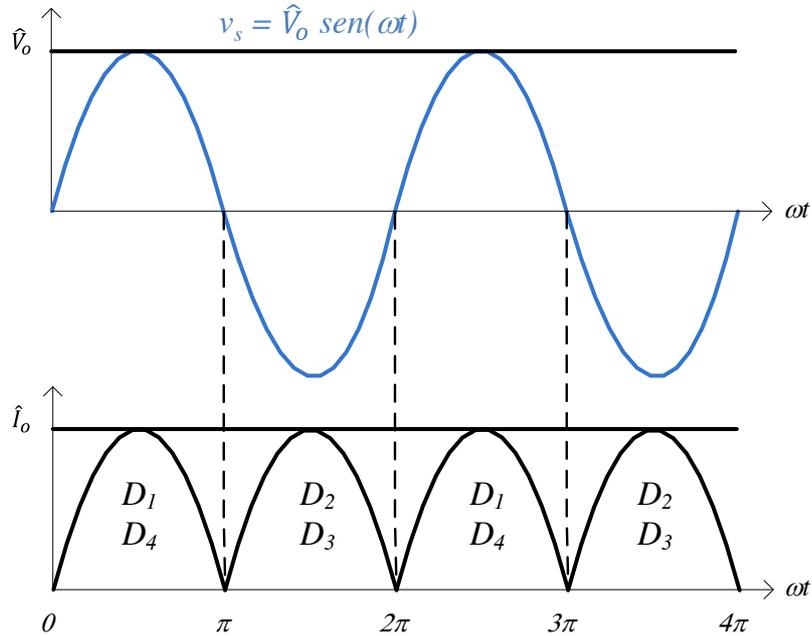


Figura 2.11: Formas de onda del rectificador onda completa con puente de diodos.

Como se puede observar, se obtiene en la carga la misma forma de onda que en el caso del rectificador con transformador de toma media. Los parámetros característicos son iguales que para el rectificador con transformador de toma media. La máxima tensión inversa que soporta cada diodo es la mitad que en el caso de la configuración con transformador de toma media.

2.3.2. Configuración utilizada

La configuración con puente rectificador es más adecuada para aplicaciones de alta tensión, debido a que existe menor tensión de pico en los terminales de los diodos, mientras que la configuración con transformador con toma media es común en aplicaciones de baja tensión y alta corriente ya que se reduce el número de semiconductores disminuyendo así las pérdidas en conducción.

Para la realización de esta etapa en el presente trabajo se ha escogido la configuración con transformador de toma media como se muestra en la Fig. 2.12a.

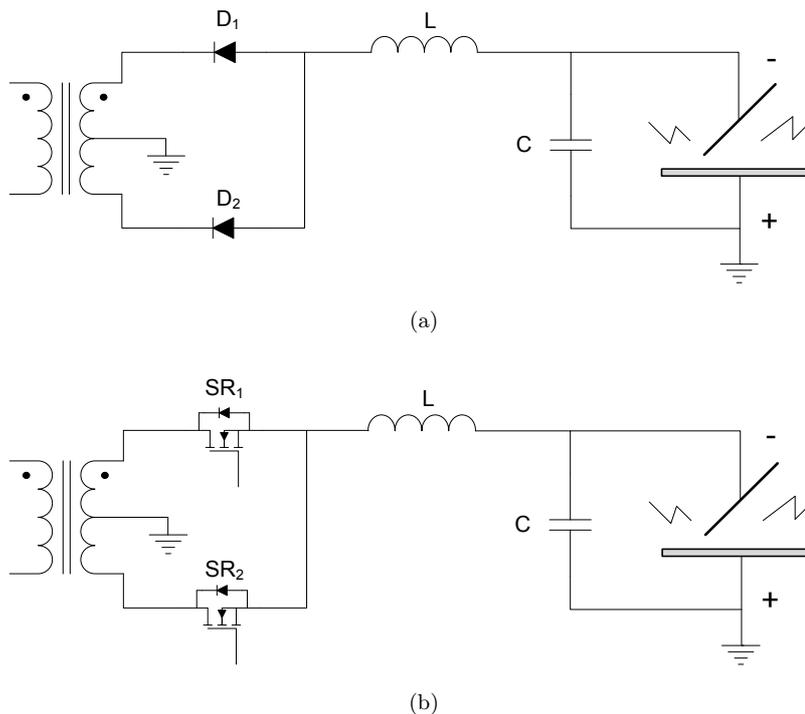


Figura 2.12: Rectificador de onda completa con transformador de toma media: a) con diodos y b) con MOSFETs.

La diferencia de esta disposición con respecto a la tradicional (Fig. 2.9a) es la orientación de los diodos rectificadores. Se opta por esta disposición ya que uno de los objetivos de este trabajo es el de sustituir los diodos por MOSFETs como se muestra en la Fig. 2.12b, y de esta manera los MOSFETs tienen la fuente común [48], con lo que las señales de mando necesarias para gestionarlos tendrán la misma referencia disminuyendo el número de alimentaciones auxiliares necesarias para gestionar las señales de mando de los MOSFETs. En cuanto al cambio de polaridad por el cambio de orientación de los diodos, no es necesaria ninguna consideración ya que dependiendo del tipo de soldadura que se realice, la pieza a soldar esta conectada en el terminal positivo o en el negativo.

Debido a la alta frecuencia de conmutación, es el propio cable de salida el que actúa como filtro definiendo la inductancia, L . El condensador se sitúa a la salida para establecer el arco al inicio de la soldadura [30].

2.3.2.1. Transformador de alta frecuencia

El transformador está construido con tecnología planar [49, 50], además el hecho de conmutar a alta frecuencia, permite reducir tanto su tamaño como el de los demás elementos magnéticos. La Fig. 2.13 muestra dos transformadores de 1 kW, uno para frecuencia de red 50 Hz y otro de alta frecuencia, 125 kHz en tecnología planar.

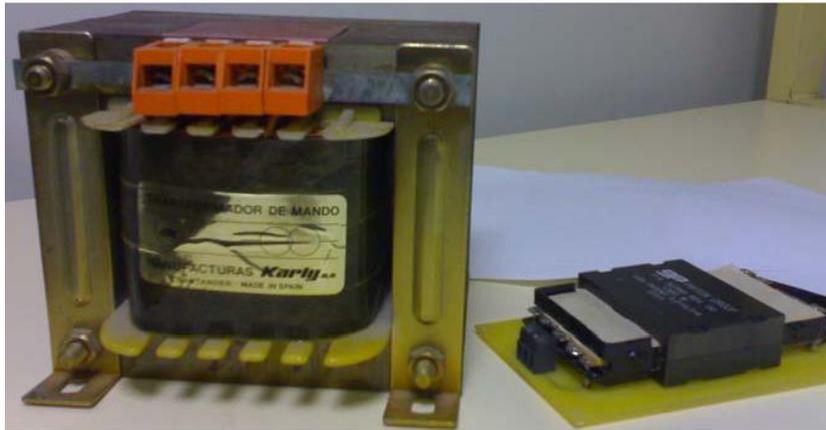


Figura 2.13: Transformador de baja y alta frecuencia.

El transformador de alta frecuencia (AF) es un transformador reductor cuya función es disminuir la tensión de salida del inversor resonante para adaptarla a la tensión necesaria del proceso de soldadura.

De acuerdo con la ley de Faraday, las expresiones de un transformador ideal se definen:

$$v_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.20)$$

$$v_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.21)$$

como

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (2.22)$$

la relación de tensiones entre los devanados primario y secundario de un transformador ideal es igual a la relación que existe entre el número de vueltas de ambos devanados.

$$n = \frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.23)$$

Se define el coeficiente de acoplamiento como:

$$K = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_p L_s}} \quad (2.24)$$

donde L_{12} es la inductancia mutua, L_p es la inductancia del primario y L_s la inductancia del secundario. El coeficiente de acoplamiento es igual a 1 si $L_{12} = \sqrt{L_p L_s}$ (no existe inductancia de dispersión). La Fig. 2.14 muestra la representación de un transformador ideal.

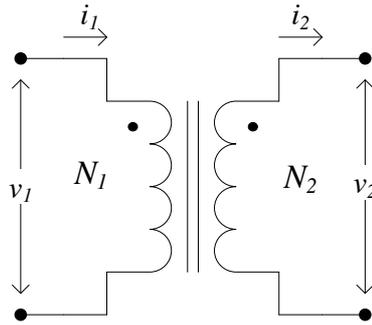


Figura 2.14: Modelo de un transformador ideal.

Teniendo en cuenta el modelo ideal del transformador, en la Fig. 2.15 se muestra el modelo de transformador real [51–53]. En este modelo aparecen algunos elementos adicionales como son la inductancia de dispersión del primario, L_{LP} , la inductancia de dispersión del secundario, L_{LS} , la inductancia de magnetización, L_M , la resistencia en serie con el bobinado primario, R_p , la resistencia en serie con el bobinado secundario, R_s y la resistencia equivalente correspondiente a las pérdidas del núcleo, R_M .

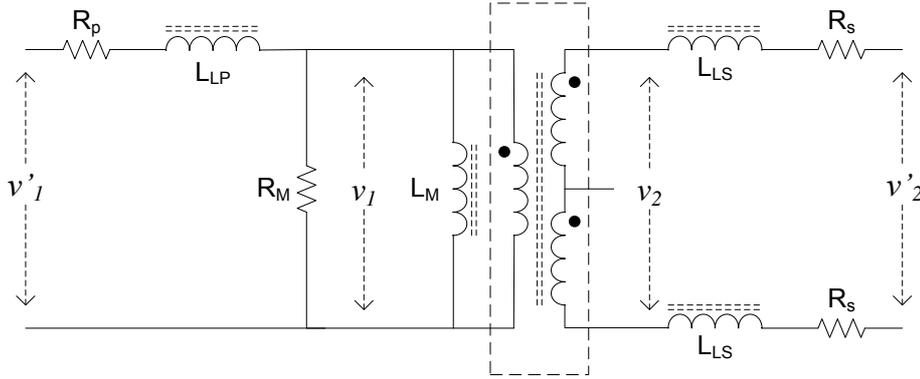


Figura 2.15: Modelo del transformador real.

Las tensiones en el transformador ideal se expresan como:

$$v'_1 = L_p \frac{di'_1}{dt} - L_{12} \frac{di'_2}{dt} \quad (2.25)$$

$$v'_2 = L_{12} \frac{di'_1}{dt} - L_s \frac{di'_2}{dt} \quad (2.26)$$

donde L_p , L_s y L_{12} son la autoinductancia del primario, la autoinductancia del secundario y la inductancia mutua entre los bobinados primario y secundario respectivamente. El coeficiente de acoplamiento es menor que 1 ya que $L_{12} < \sqrt{L_p L_s}$ debido a la existencia de la inductancia de dispersión.

2.3.2.2. Influencia de los elementos parásitos

En la aplicación que se muestra en este trabajo, hay que tener en cuenta el valor de los elementos parásitos que aparecen a determinadas frecuencias de conmutación. A altas frecuencias, los elementos parásitos se vuelven más significativos. En el caso del transformador y los rectificadores, la inductancia de dispersión del secundario, L_{LS} , y la capacidad de salida del semiconductor, C_D , produce una oscilación debido a la corriente de recuperación inversa, I_{RR} , del diodo rectificador provocando unas oscilaciones en la tensión cuando el diodo deja de conducir (*ringing* en la Fig. 2.16). La frecuencia de resonancia la determinan la inductancia de dispersión del secundario del transformador, L_{LS} , y la

capacidad de salida del diodo, C_D o la capacidad drenador-fuente, C_{DS} . El *ringing* puede generar problemas de ruidos radiados y conducidos, además de producir falsos pasos por cero de la tensión de los rectificadores. Dicha tensión, como se muestra en el capítulo 5, se utiliza para hacer rectificación síncrona y es necesario que los pasos por cero sean precisos. Además, la sobretensión que se genera puede exceder la tensión máxima de bloqueo produciendo daños irreversibles en el elemento rectificador.

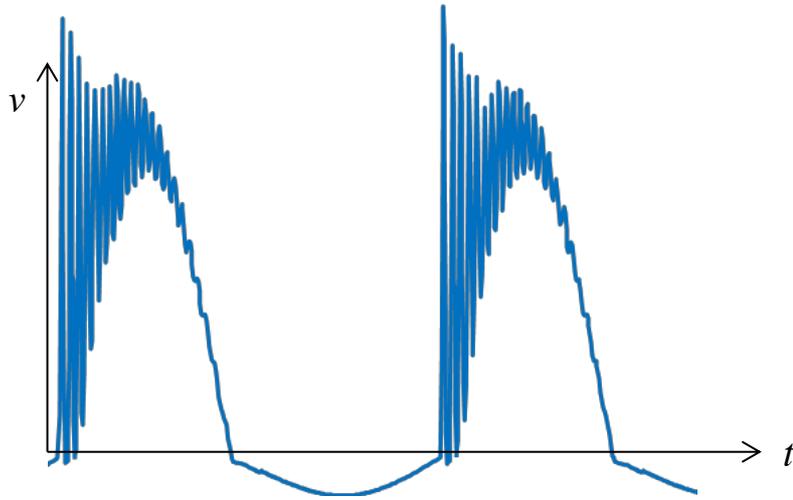


Figura 2.16: *Ringing* en la tensión de los rectificadores.

La tensión máxima a través del rectificador se estima mediante la expresión:

$$\hat{v} = I_{RR} \left(\sqrt{\frac{L_{LS}}{C_{\text{rectificador}}}} \right) + v_2' \times n \quad (2.27)$$

Se utiliza entonces un *snubber* con el objetivo de fijar el pico de tensión así como amortiguar el *ringing* para reducir las oscilaciones en el circuito.

La amortiguación del circuito debe ser optimizada ya que un excesivo amortiguamiento puede resultar en un aumento de pérdidas.

Los *snubbers* son circuitos que pueden realizar las siguientes funciones [54]:

- Reducir o eliminar picos de tensión o de corriente.

- Limitar $\frac{di}{dt}$ o $\frac{dv}{dt}$.
- Transferir potencia de un interruptor a una carga.
- Reducir las pérdidas debidas a las conmutaciones.
- Reducción de EMI.

Dependiendo de la función a realizar por los *snubbers*, se pueden clasificar en diferentes categorías. En [54] se muestra un estudio detallado de las configuraciones más comunes que se suelen utilizar. Existen *snubbers* disipativos o no disipativos. Los primeros son aquellos en los que la energía almacenada se disipa en una resistencia, mientras que los no disipativos son aquellos en los que la energía se transfiere a la fuente primaria o a la carga. En la Fig. 2.17 se muestran varias de las configuraciones más comunes de *snubbers* disipativos.

Para la aplicación que se muestra en este trabajo se selecciona un *snubber* RC. Consta de una resistencia y un condensador que se colocan en paralelo con el rectificador como se muestra en la Fig. 2.17a. Este circuito permite amortiguar las resonancias parásitas.

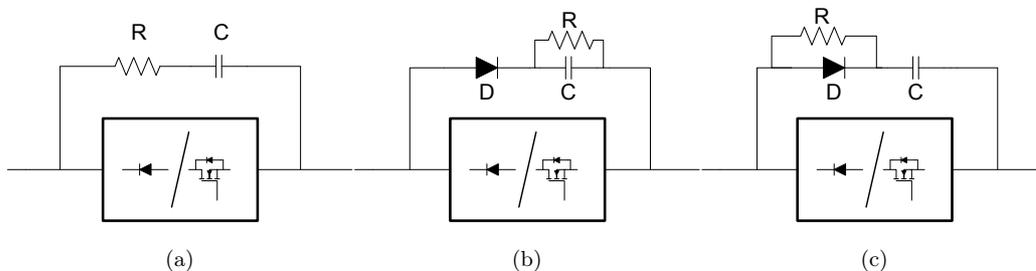


Figura 2.17: Diferentes configuraciones de *snubbers* disipativos en el rectificador (diodo o MOSFET).

La estimación de los valores de R y C puede realizarse a partir del resto de los componentes del circuito. Normalmente la capacidad dominante en el circuito es la capacidad del rectificador y su valor se obtiene de las hojas de características del fabricante. El valor que se asigna a la capacidad del *snubber* será generalmente de dos a cuatro veces la capacidad del interruptor, teniendo en cuenta que

la disipación de potencia en la resistencia R aumenta al aumentar el valor de C. La resistencia R tiene como valor de impedancia característica la del circuito resonante. Bajo estas premisas se tiene:

$$R \approx \sqrt{\frac{L_{LS}}{C_D}} \quad (2.28)$$

$$C = (2 \div 4)C_D \quad (2.29)$$

Los valores de R y C estimados mediante las expresiones 2.28 y 2.29 pueden ser considerados en la práctica como punto de partida, para posteriormente ser ajustados experimentalmente. La potencia disipada por el *snubber* puede ser estimada mediante:

$$P = CV_C^2 f_{sw} \quad (2.30)$$

siendo V_C , la caída de tensión del *snubber* y f_{sw} , la frecuencia de conmutación.

La Fig. 2.18 muestra como influye el snubber en la tensión del rectificador mostrada en la Fig. 2.16.

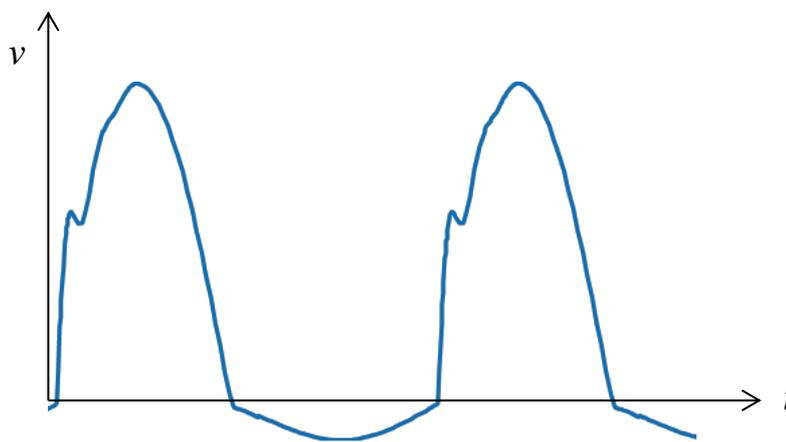


Figura 2.18: *Ringig* amortiguado en la tensión de los rectificadores.

Es importante prestar atención a los elementos parásitos que presentan los componentes utilizados en las redes de *snubbers* porque pueden hacer que pierdan sus propiedades. Los condensadores poseen

inductancias en serie y deben ser minimizadas para eliminar cualquier resonancia no deseada en el circuito. Existen condensadores cerámicos y de poliéster que proporcionan valores pequeños de ESR y ELS (resistencia equivalente serie y inductancia equivalente serie respectivamente). Se pueden asociar condensadores en paralelo con el fin de reducir la inductancia. Hay que tener especial cuidado con este método ya que la inductancia serie de una capacidad elevada puede resonar con una pequeña capacidad en paralelo y el circuito resultante tendrá un alto factor de calidad (Q). En cuanto a las resistencias deben tener baja inductancia parásita para prevenir sobre tensiones y *ringing*, en este sentido, es conveniente eliminar la utilización de resistencias bobinadas. El *layout* debe ser el más corto posible de manera que reduzca la inductancia parásita asociada. Esta consideración es muy importante y se debe tener especial cuidado sobre todo en los caminos de corriente elevada.

2.3.3. Revisión de las diferentes técnicas de rectificación síncrona.

La rectificación síncrona (RS) se utiliza en aplicaciones donde se requiere alimentar una carga de baja tensión y alta corriente de salida y con una rápida respuesta dinámica con el objetivo de obtener una mejora de rendimiento, menor tamaño y mejor comportamiento térmico respecto al uso de diodos rectificadores.

Tradicionalmente los dispositivos rectificadores utilizados son los diodos, pero debido a la evolución en los últimos años de los MOSFETs [55], en algunas aplicaciones es posible su utilización para reducir las pérdidas en conducción:

$$P_{diodo} = V_f \cdot I_{o,dc} + r_d I_{o,rms}^2 \quad (2.31)$$

$$P_{MOSFET} = R_{ds(on)} \cdot I_{o,rms}^2 \quad (2.32)$$

Para un caso concreto en el que una intensidad de 25 A atraviese el dispositivo semiconductor, para un diodo, teniendo en cuenta una tensión típica de 0,7 V, según (2.31) se obtienen unas pérdidas de 17.5 W, mientras que para un MOSFET con una $R_{ds(on)}$ de 10 mΩ según (2.32) se tienen unas pérdidas de 6.25 W, lo cual supone una disminución de pérdidas por encima del 50 %. En la Fig. 2.19

se puede observar como se reducen las pérdidas de conducción al utilizar un MOSFET en relación a la utilización de un diodo. También se observa que conforme se disminuye la $R_{ds(on)}$, las pérdidas son menores, siendo adecuada la asociación de dispositivos en paralelo.

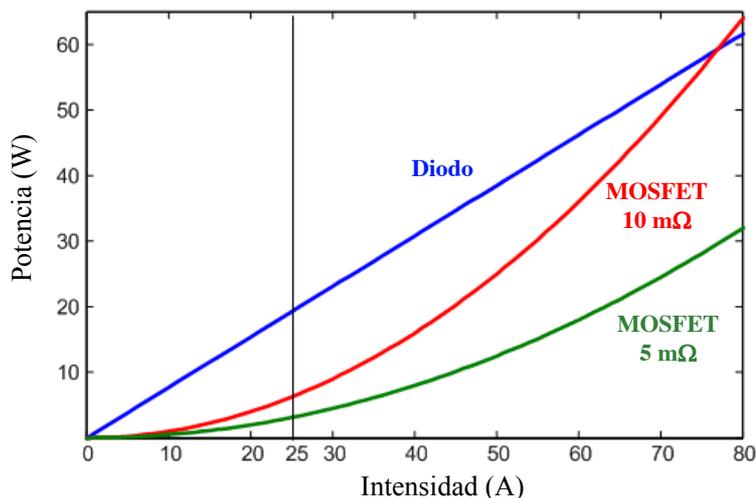


Figura 2.19: Característica potencia-intensidad: MOSFET vs. diodo.

El principal inconveniente es que el rectificador síncrono hay que gobernarlo, y es ahí donde radica su complejidad. Dependiendo de la manera de obtener las señales de puerta de los MOSFETs, existen dos técnicas de control:

- Autoexcitada: cuando las señales de control se obtienen desde el propio circuito.
- Externa: las señales de control se obtienen de un circuito externo que se sincroniza con la etapa de potencia.

2.3.3.1. Rectificación síncrona autoexcitada

Como ventaja de utilización de esta configuración tenemos la gran simplicidad del circuito ya que se hace uso de las propias señales que hay disponibles, mientras que como limitación tenemos que la correcta excitación de los MOSFETs depende del valor y de la forma de tensión que se tengan.

Unas configuraciones clásicas pueden ser las que se muestran en la Fig. 2.20 [56–58] en la que las señales de control de cada uno de los MOSFETs se obtienen del drenador del otro.

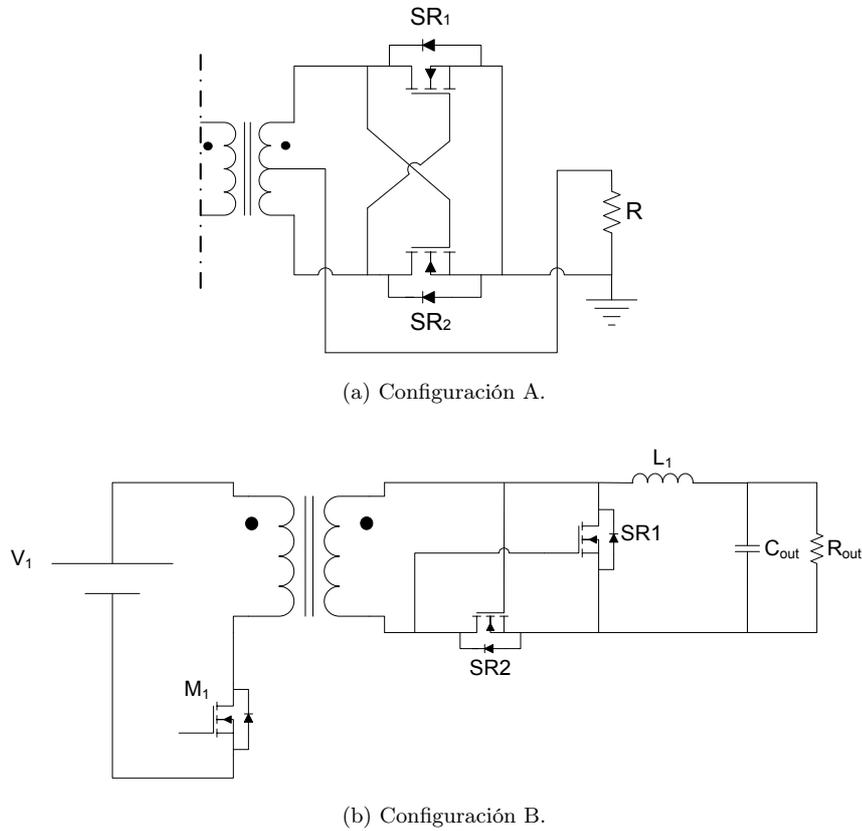


Figura 2.20: Rectificación síncrona autoexcitada.

Si se utiliza en topologías donde existen tiempos muertos (*Push Pull*, *Half Bridge* y *Full Bridge*), durante estos intervalos, la corriente circula por los diodos parásitos que hay en paralelo a los MOSFETs aumentando drásticamente las pérdidas en conducción. Para intentar paliar este inconveniente se pueden utilizar diodos Schottky en paralelo con los MOSFETs, pero esta solución no es muy efectiva debido a la elevada corriente que circula a través de ellos, así como el aumento de tamaño que implica el uso de estos dispositivos a alta corriente. Otra opción consiste en hacer que esos tiempos muertos sean lo más pequeños posible para reducir al máximo las pérdidas.

Por lo tanto, esta configuración es apropiada para convertidores de tensión de salida no muy baja

y que no necesiten una respuesta dinámica muy rápida [56].

Para poder hacer uso de esta técnica de RS, se tienen que cumplir los siguientes requisitos:

- Gobernar adecuadamente los MOSFETs durante el tiempo de conducción.
- Si la tensión de salida del transformador (Fig. 2.20) es muy baja y no supera el umbral para la puesta en conducción de los MOSFETs, habrá que elevarla hasta superar el umbral de la tensión de puerta. Para ello se pueden utilizar diferentes devanados con una relación adecuada de vueltas. Esta técnica presenta dos inconvenientes:

- La tensión puerta-fuente es negativa cuando el MOSFETs está en *off*, con lo que se aumentan las pérdidas de excitación:

$$P_{excitación} \approx C_{iss} \cdot V_{GS}^2 \cdot f_{sw} \quad (2.33)$$

siendo C_{iss} la capacidad de entrada del MOSFET, V_{GS} la tensión puerta-fuente y f_{sw} la frecuencia de conmutación.

- Los devanados auxiliares tienen que estar muy bien acoplados con el secundario ya que en caso contrario se produce una pérdida de rendimiento debido a un intervalo de conducción cruzada y a la conducción del diodo parásito.

Por lo tanto, se puede concluir que este tipo de RS es adecuado para topologías con transiciones de *on* a *off* y viceversa rápidas de cara a minimizar el tiempo de conducción por los diodos parásitos y reducir pérdidas, no siendo óptimo para topologías con tiempos muertos debido a las pérdidas que se producen en ellos.

En [56], se realiza RS autoexcitada en un convertidor *Forward* con enclavamiento activo. Esta configuración resulta ser muy apropiada para hacer este tipo de rectificación ya que la forma de onda de tensión en el secundario del transformador, v_{sec} , tiene la forma de la Fig. 2.21. Debido a la elevada pendiente que tiene en el paso por cero, permite excitar a los MOSFETs minimizando el tiempo muerto (entre RS1 y RS2) durante el cual conducen los diodos en paralelo produciendo grandes pérdidas. Sin embargo la carga y descarga de las capacidades parásitas de los MOSFETs tanto del primario

como del secundario pueden producir pérdidas, con lo cual este modo de operación no se recomienda cuando dichas capacidades sean grandes. Los autores también realizan un estudio sobre la asociación de MOSFETs en paralelo para determinar las pérdidas en función del número de dispositivos asociados y la frecuencia de trabajo.

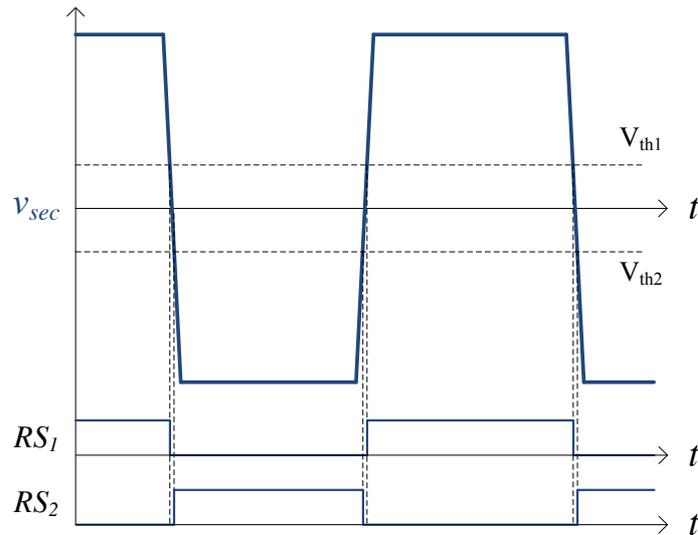


Figura 2.21: Forma de onda adecuada para RS autoexcitada.

En [59] se muestra un método de RS en un convertidor *Forward* de manera que las señales de excitación de los MOSFETs (Fig. 2.22) se obtienen: a) una de un devanado del transformador y b) la otra de un transformador de corriente en serie con el MOSFET.

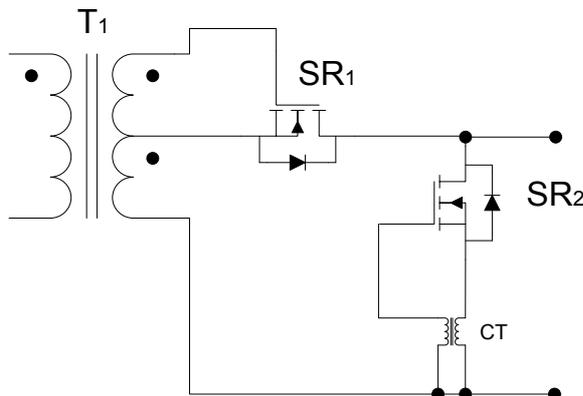


Figura 2.22: RS con transformador de corriente.

a) Autoexcitado: Utilizando la señal del secundario se simplifica enormemente el circuito, sin embargo se tiene la desventaja de no poder proporcionar el pulso completo de puerta de los MOSFETs con lo que se aumentan las pérdidas.

b) Autoexcitado con transformador de corriente (CT): Se aplica una tensión entre drenador y fuente, la corriente fluye a través del diodo en paralelo. Esta corriente induce otra en el secundario del transformador CT, que sirve para dirigir el MOSFET, no haciendo falta ninguna señal externa para dirigirlo. Con éste método se supera el problema de no proporcionar el pulso completo y el de la corriente de recuperación inversa que producía pérdidas en el método autoexcitado, aunque no es igual de eficaz que el método externo, pero este método proporciona un buen compromiso entre rendimiento y coste.

En [60], se implementa la rectificación síncrona en un convertidor *Flyback* haciendo uso de un transformador de corriente en el secundario dispuesto en serie con el MOSFET y gestiona las conmutaciones de acuerdo con la corriente sensada.

2.3.3.2. Rectificación síncrona externa

Se denomina RS externa cuando se obtienen las señales que gobiernan los MOSFETs mediante un control externo. Un esquema típico es el que se muestra en la Fig. 2.23.

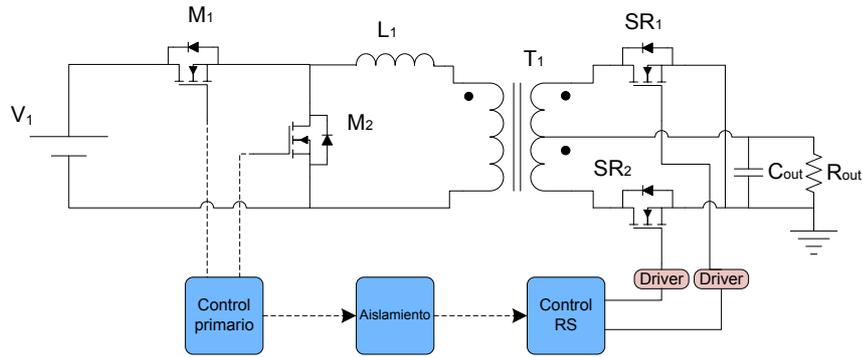


Figura 2.23: Ejemplo de rectificación síncrona externa.

Las principales ventajas son:

- Debido a que las señales de gobierno de los MOSFETs dependen únicamente del circuito de control, los tiempos muertos se pueden gestionar de una manera más eficiente, reduciendo así las pérdidas que se producen en el diodo parásito.
- Se supera el inconveniente que aparece en la RS autoexcitada cuando la tensión del secundario es muy baja, ya que la tensión puerta-fuente es independiente de la tensión del transformador, evitando así el uso de devanados auxiliares.

Por otro lado, los inconvenientes que supone esta configuración son:

- Al gobernar los interruptores externamente, no existe una sincronización automática entre la etapa de potencia y de control, por lo tanto es el circuito externo el que se encarga de gestionar el funcionamiento sincronizado de los dispositivos semiconductores.
- Si se quiere mantener el aislamiento galvánico entre el primario y el secundario, es necesario el uso de un transformador de pulsos o bien de un optoacoplador, teniendo en cuenta que su ancho de banda puede limitar la frecuencia máxima de operación del circuito.

En topologías con excitación simétrica del transformador (Fig. 2.24), los rectificadores síncronos deben conducir durante los tiempos muertos, de manera que entre M1 y SR2, y M2 y SR1 siempre debe existir un tiempo muerto para evitar la conducción cruzada ya que en caso contrario, se cortocircuita

el secundario produciendo un aumento descontrolado de la intensidad, lo que conlleva a un aumento considerable de pérdidas. Por lo tanto, hay que asegurar que se cumplen los tiempos muertos. Para ello es necesario tener en cuenta tanto los retardos de propagación de las etapas intermedias (transformadores de pulsos, optoacopladores, retardadores o *buffers*) para adaptar la señal de control a las puertas de los MOSFETs como sus tolerancias. Por último, hay que garantizar que las señales de control se propaguen a través del mismo número y tipo de componentes.

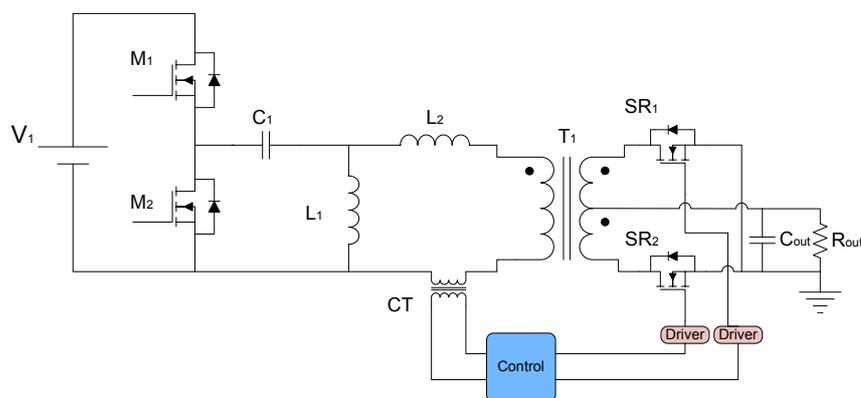


Figura 2.24: Circuito resonante CLL con rectificación síncrona.

En la Fig. 2.25 se puede observar que considerando el mismo tiempo de retardo para las diferentes señales, se deben tener en cuenta las tolerancias de los componentes ($t_{\Delta t}$) con el fin de asegurar un tiempo mínimo (t_{min}) en el que las dos señales se encuentren en *off*.

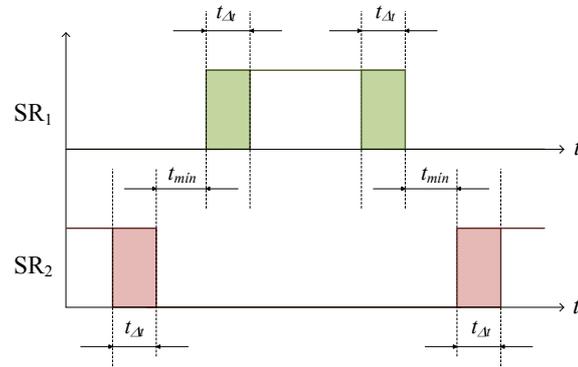


Figura 2.25: Tolerancias en las señales de control.

Se puede concluir que este tipo de RS es ideal para topologías que excitan simétricamente el transformador (*Half Bridge* y *Full Bridge*), teniendo presente que esta solución implica un mayor coste con respecto a la RS autoexcitada, debido al mayor número de componentes. Por otro lado se obtiene un mayor rendimiento relacionado directamente con el tiempo muerto de las señales de control (tiempo de conducción del diodo parásito). Cabe mencionar que en aplicaciones donde no se requiere aislamiento, se puede prescindir de las etapas intermedias para adaptar las señales de control (transformadores de pulsos u optoacopladores) en favor de una mayor simplicidad, mejor eficiencia y menor coste.

En [61], se utiliza la RS en un convertidor resonante CLL. El control de los MOSFETs se realiza tomando la tensión de referencia en la etapa resonante a través de un transformador de corriente. La señal sensada se filtra mediante un multivibrador monoestable para eliminar ruidos y en consecuencia falsos disparos, y de ahí a los *drivers* para gobernar a los MOSFETs.

En [59] se explica un método de RS en un convertidor *Forward*. Proporciona una buena rectificación y no tiene problemas de proporcionar una señal con un pulso insuficiente para gobernar el MOSFET así como tampoco tiene problemas de recuperación inversa.

En [60], se implementa la rectificación síncrona externa en un convertidor *Flyback* y se muestran diferentes realizaciones:

- Sincronización desde el primario

La señal del rectificador síncrono se obtiene en el primario y se transmite al secundario por

medio de un transformador de pulsos, añadiendo a las señales tiempos de retraso para crear los tiempos muertos necesarios.

- *Driver* dedicado (STSR30)

Con este método se evita el uso del transformador [62], ya sea de pulsos o de corriente, que generalmente tiene que diseñarse para la aplicación específica con el aumento de coste que conlleva. El dispositivo sensa la corriente en el secundario usando $R_{ds(on)}$ del MOSFET y dependiendo de unos umbrales gestiona el correcto funcionamiento del sistema.

En [63], se analiza un convertidor en Puente Completo con un transformador con configuración *Center-Tap* con RS externa. El inversor conmuta a tensión cero (ZVS), lo que permite operar a alta frecuencia sin tener grandes pérdidas. Se hace una comparación entre un diodo ultrarrápido de recuperación suave (60EPU02 200V, 60A) y un MOSFET (IRFP4668PBF 200V, 90A) obteniendo una mejora en el rendimiento desde el 89.6% hasta el 96% para una tensión de salida de 10V. La eficiencia de rectificador síncrono se puede aumentar aún más debido a la característica resistiva de los MOSFETs ya que añadiendo dispositivos en paralelo se reduce la resistencia total, pero hay que tener en cuenta que las capacidades parásitas se multiplican por n [58]. Por lo tanto la reducción de la $R_{ds(on)}$ queda limitada por el aumento de dichas capacidades.

En [64] se propone un método para reducir prácticamente a cero las pérdidas en conducción del diodo. Se eliminan los problemas de recuperación inversa, se reduce el *stress* de tensión e intensidad en los dispositivos y se reducen considerablemente las pérdidas en conducción y en conmutación de los rectificadores síncronos en un convertidor resonante LLC. El método propuesto consiste en medir la tensión drenador-fuente para determinar el nivel de intensidad. Los MOSFETs conmutan cerca del paso por cero de la intensidad de acuerdo a unos umbrales para proporcionar inmunidad ante ruido, pero debido a las inductancias parásitas del encapsulado del MOSFET, la tensión medida drenador-fuente medida es en realidad la suma de esta más la tensión debida a la inductancia parásita del encapsulado, con lo cual se produce un problema en el que el MOSFET conmuta antes de lo esperado. Para resolver este problema, los autores plantean una red de compensación de fase (Fig. 2.26a) donde el post-proceso

de la señal consiste en configurar un comparador de ventana que convierte la señal de entrada en pulsos de control para controlar la puerta del MOSFET. El circuito detallado se puede ver en la Fig. 2.26b donde R_{cs} y C_{cs} actúan como una red pasiva para generar la compensación de fase, mientras que S_a y S_b son interruptores utilizados para resetear la red de compensación en cada ciclo. En las Figs. 2.26c y 2.26d se pueden ver los circuitos equivalentes en los intervalos de *on* y *off* cuando se está haciendo la RS.

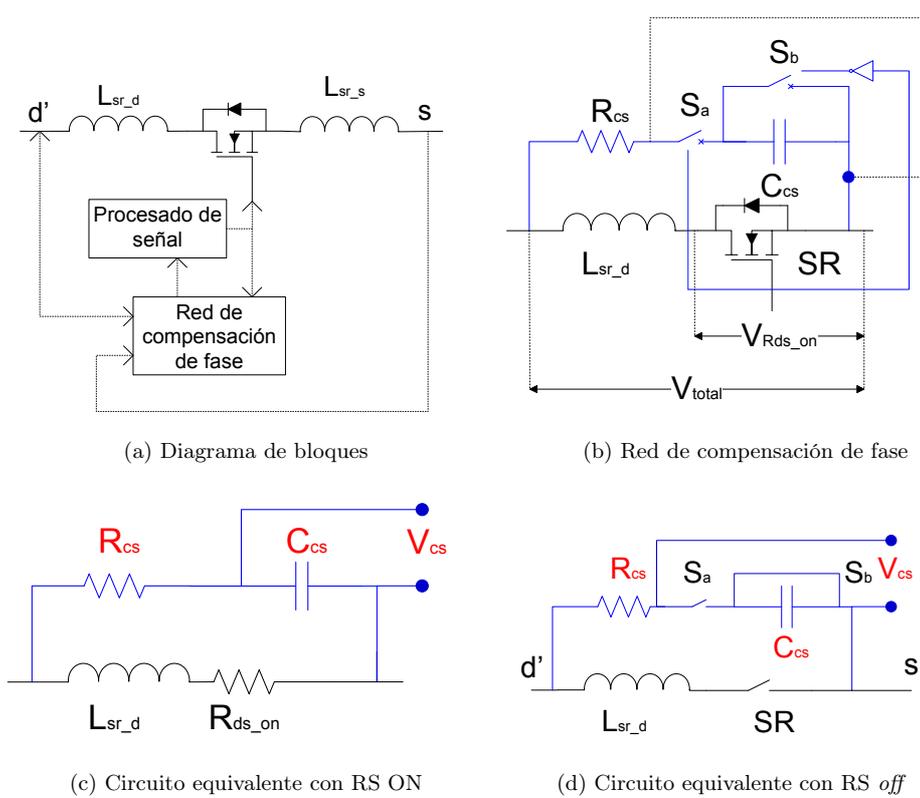


Figura 2.26: Esquema propuesto para la RS.

Por lo tanto, con éste método propuesto se consigue gestionar de manera adecuada las señales que activan MOSFETs de manera que apenas conducen los diodos parásitos, a parte de también reducir las pérdidas en conducción y en conmutación.

En [65] y en [66] se explica el funcionamiento de un circuito integrado fabricado por *International*

Rectifier (IR1168) especialmente diseñado para gobernar los MOSFETs en la RS. El funcionamiento consiste en el sensado de la tensión que atraviesa los MOSFETs comparandose con dos umbrales negativos para determinar las transiciones de *on* a *off* del dispositivo. Las corrientes rectificadas son sensadas utilizando las $R_{ds(on)}$ de los MOSFETs y las puertas son dirigidas dependiendo de la tensión medida con respecto a los umbrales V_{TH1} , V_{TH2} y V_{TH3} (véase la Fig. 2.27).

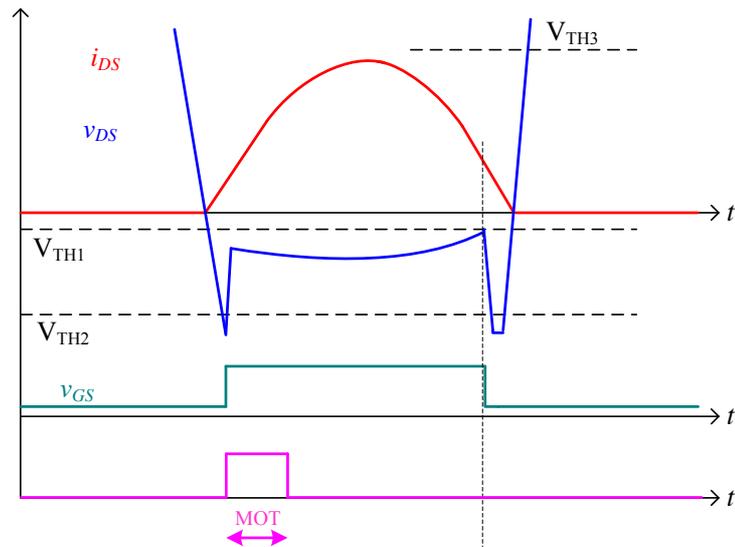


Figura 2.27: Funcionamiento del circuito integrado IR1168S.

Se observa que cuando la tensión cae por debajo de V_{TH2} , la tensión de puerta se activa, permaneciendo en *on* un tiempo mínimo (*minimum on time*, MOT) que sirve para evitar oscilaciones (*ringing*) que pueda haber en el paso por cero de la tensión. Este intervalo de tiempo mínimo limita la frecuencia máxima de trabajo del dispositivo. La tensión de excitación de la puerta estará en *on* hasta que supere el umbral V_{TH1} , a partir del cual vuelve a estado de *off* durante un tiempo mínimo (MOT) marcado por el umbral V_{TH3} .

En [67] se explica el funcionamiento de un controlador (ZXGD3103N8) encargado de proporcionar la señal de control al MOSFET que reemplaza a un diodo rectificador. Está formado por un amplificador diferencial y un *driver* capaz de suministrar un gran pico de corriente para poner en conducción el transistor. El dispositivo muestrea la tensión drenador-fuente. Cuando ésta cae por debajo de cero

(Fig. 2.28), empieza la conducción del diodo parásito del MOSFET, entonces se establece en la puerta una señal de control de tensión positiva. Dicha tensión de puerta es proporcional a la corriente de drenador cuando el transistor conduce, lo cual asegura que el tiempo de *on* es máximo, minimizando la conducción del diodo parásito del MOSFET. Debido a esta proporcionalidad y a que la corriente disminuye al final del semiperiodo, la tensión de puerta también lo hará permitiendo acelerar el apagado. La tensión de puerta se anula cuando la tensión drenador-fuente cruza el umbral al que se ajusta.

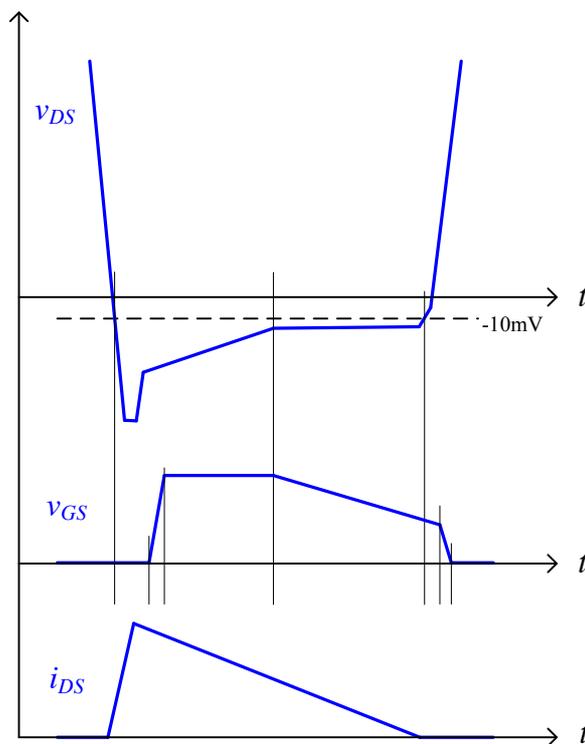


Figura 2.28: Funcionamiento del controlador ZXGD3103N8.

2.4. Circuito de control

Esta etapa es la encargada de gestionar las señales de control del inversor resonante así como las de la etapa rectificadora de salida y las señales tanto de protección como de selección de todos los

modos de funcionamiento del sistema. En este circuito de control es donde se programa el algoritmo encargado de gestionar el sistema total.

El circuito de control se encarga de generar las señales de mando del inversor resonante para conseguir la operación adecuada. También se encarga de generar las señales de mando para los rectificadores síncronos. Además, aunque no es estudio de este trabajo, el circuito de control se encarga de gestionar la protección del sistema ante sobretensiones, establecer el funcionamiento de los módulos de potencia con o sin *interleaving*¹, configurar pulsos con diferentes ciclos de trabajo y ancho de pulso con el objetivo de obtener a la salida una corriente pulsante [29,68].

El empleo de un circuito de control digital proporciona una gran flexibilidad en el diseño del sistema sin necesidad de aumentar el número de dispositivos analógicos.

Para la realización de este trabajo se ha seleccionado una FPGA (*Field Programmable Gate Array*) que es un dispositivo programable que contiene bloques de lógica cuya interconexión y funcionalidad puede ser configurada *in situ* mediante un lenguaje de descripción de alto nivel. En este tipo de dispositivos se pueden implementar tanto funciones sencillas (por ejemplo una puerta lógica) como varios procesos complejos al mismo tiempo.

Las razones por las que es más adecuado el uso de estos dispositivos frente al uso de dispositivos secuenciales son:

- Utilizar una alta velocidad de computación [69],
- el código concurrente hace que diferentes procesos puedan ser ejecutados al mismo tiempo. Los dispositivos secuenciales no pueden hacer eso,
- el número de compuertas que se pueden integrar en una FPGA permite gran flexibilidad en la fase de diseño, y
- la mayor velocidad de computación de una FPGA permite obtener una mayor resolución en la gestión de los tiempos de conducción en la etapa de salida, que supone una aportación al control de inversores resonantes en modo corriente.

¹ Los módulos de potencia conmutan desfasados 90° unos con respecto de otros, de esta manera se disminuye el rizado de la corriente de salida de manera natural sin necesidad de emplear filtros.

Capítulo 3

Aportación al control de los inversores resonantes y a la etapa de rectificación síncrona

En este capítulo se presenta el algoritmo de deslizamiento de fase para controlar el nivel de corriente de salida en el que se explica la técnica utilizada para la generación de las señales de control de los transistores del inversor, de manera que se optimizan los recursos en el dispositivo digital a la vez que se obtiene una dinámica rápida. Además se establecen las limitaciones, tanto del circuito digital como del convertidor de potencia de las características dinámicas y estáticas del convertidor gestionado digitalmente. Se realizan ajustes dinámicos y estáticos del nivel de intensidad de salida de manera que se consigue dar soluciones a problemas reales.

Por otro lado, con el objetivo de reemplazar los diodos por rectificadores síncronos (MOSFETs), se necesitan señales de control que gestionan las conmutaciones que deben estar sincronizadas con la etapa inversora. Se presenta el algoritmo que genera las señales de mando los rectificadores síncronos. En este sentido, el control de los rectificadores presenta una aportación original en la que se consiguen mejoras de funcionamiento no sólo con respecto a las soluciones basadas en diodos rectificadores sino también con respecto a soluciones con MOSFETs cuyas conmutaciones están gestionadas con controladores comerciales.

3.1. Algoritmo de deslizamiento de fase para controlar el nivel de corriente de salida

En un convertidor con topología medio puente, es necesario imponer un tiempo muerto en el que las señales de puerta estén en *off* para asegurar que los MOSFETs no conduzcan al mismo tiempo, sino

que lo hagan de manera alterna, evitando así que se produzca un cortocircuito del BUS de continua.

La Fig. 3.1 muestra las señales que se usan para gobernar el inversor así como los contadores auxiliares que se utilizan para crearlas. De este modo, las señales de mando de los MOSFETs M1 y M3, y M2 y M4 son iguales, de manera que la corriente que se obtiene a la salida es máxima de acuerdo con la ecuación 2.13.

Inicialmente se crean las señales M1 y M3 con los contadores cuyas salidas *Count1* y *Count3* que tienen una amplitud T igual al periodo de conmutación. A continuación se generan M2 y M4 desplazadas $T/2$ con respecto a M1 y M3 de manera que sea complementaria con sus correspondientes tiempos muertos. Para generar un desplazamiento de fase entre las señales de cada medio puente del inversor, existen dos métodos [70]:

- Desfasador por suma y comparación.
- Desfasador por registro de desplazamiento.

El primer caso es el seleccionado ya que proporciona una mejor dinámica al sistema y los recursos utilizados en la FPGA son menores.

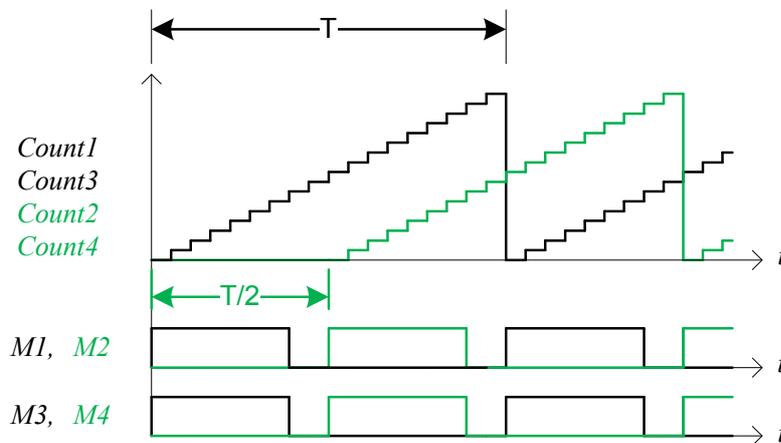


Figura 3.1: Señales de mando y auxiliares. Operación en fase.

El control de corriente en el inversor resonante se realiza mediante el ajuste del parámetro Ψ que va desde 0 a 180° , manteniendo el comportamiento de fuente de corriente, de manera que cuando las

señales están en fase, $\Psi = 0^\circ$, la corriente es máxima. Al aumentar el parámetro Ψ , la intensidad de salida del convertidor disminuye, siendo nula cuando el desfase es de 180° como se muestra en la Fig. 2.8. En este sentido, el desfase de Ψ° de las señales M3 y M4 con respecto de M1 y M2 se implementa introduciendo un tiempo de retraso en la generación de los contadores *Count3* y *Count4* con respecto de los contadores *Count1* y *Count2*.

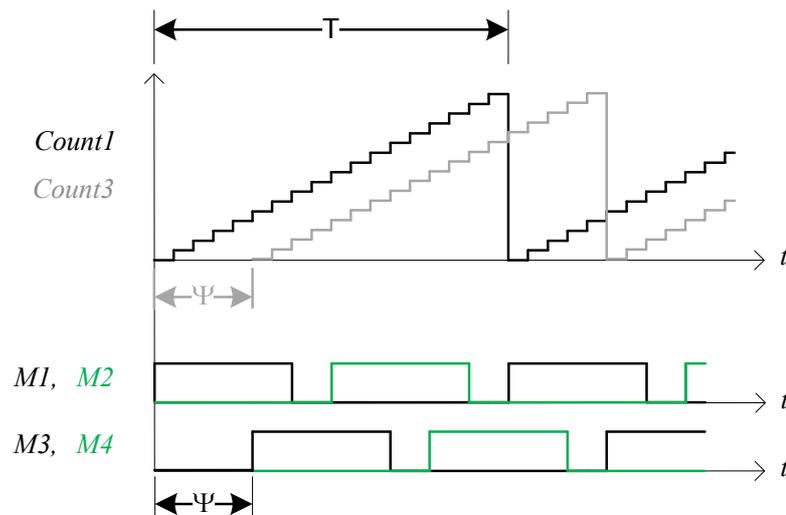


Figura 3.2: Deslizamiento de fase.

3.1.1. Capacidades del control

En este apartado se muestran las capacidades del control digital y las del convertidor, de manera que se muestra el alcance de la utilización tanto de los convertidores resonantes como del dispositivo digital.

3.1.1.1. Dispositivo digital

En [71] se muestran las limitaciones del control digital en convertidores conmutados. Para un diseño del convertidor de potencia en lazo abierto las limitaciones que afectan a la realización del control digital son:

- Limitación de la resolución de las señales de control.
- Introducción de retardos en el control.

Si la generación del periodo de conmutación de la señal de control está basada en un contador, como es el caso de esta aplicación, la resolución queda limitada por la frecuencia de reloj de dicho contador. El dispositivo digital que se ha utilizado es una FPGA XC3S200 de la familia Spartan 3 de Xilinx. El reloj proporcionado es de 50 MHz, pero con un multiplicador interno de la FPGA, se llega a obtener una frecuencia de reloj de 100 MHz con lo que la resolución es de 10ns.

Dos factores generan retardos en un control digital. Uno es el retardo en la conversión del convertidor analógico-digital que sirve los datos al control, el cual se debe al tiempo de conversión. El otro es el retardo de cálculo en el propio control desde que llega el nuevo dato del convertidor hasta que se genera el nuevo ciclo de trabajo. Desde el punto de vista del circuito digital implementado, la realización del desfase entre las señales de control de cada fase del convertidor no supone una restricción de la respuesta dinámica del sistema ya que las señales se generan para cualquier desfase en el siguiente periodo de conmutación posterior al evento de consigna.

3.1.1.2. Comportamiento dinámico del inversor resonante

El estudio dinámico del inversor resonante esta basado en el modelado de envolventes [72]. Del estudio del modelo de envolvente de la etapa del inversor resonante se obtiene que los polos del modelo son los polos del circuito resonante original LC_sC_p desplazados $\pm j\omega_o$, como se muestra en la expresión 3.1

$$s_p = -\frac{\omega_s}{2Q_s} \pm \frac{\omega_s}{2Q_s} \sqrt{1 - 4Q_s^2} \pm j\omega_o \quad (3.1)$$

siendo ω_o la frecuencia de conmutación y ω_s la frecuencia de resonancia serie.

Tomando el polo de baja frecuencia, la frecuencia de corte de la respuesta dinámica del inversor se define por la expresión 3.2.

$$\omega_{LF} = \sqrt{\omega_o^2 - 2\omega_o\omega_s\sqrt{1 - \frac{1}{4Q_s^2}} + \omega_s^2} \quad (3.2)$$

Considerando el caso de que el factor de calidad sea suficientemente alto ($Q_s > 0,5$), el ancho de banda del inversor resonante queda definido por:

$$\omega_{LF} = |\omega_o - \omega_s| \quad (3.3)$$

El ancho de banda del inversor realizado es de 75.5 kHz. Considerando la velocidad de respuesta del inversor resonante, la limitación de frecuencia para implementar los modos pulsantes queda definida por la inercia térmica del arco de soldadura.

3.1.2. Contribuciones del control de la etapa de potencia

En el proceso de soldadura, existen situaciones donde se recomienda modificar el control de la corriente; como por ejemplo en el establecimiento del arco, la extinción del arco, situaciones donde se producen salpicaduras, procesos con perfiles de corriente diversos, etc.

Se han realizado toma de datos en pruebas de campo con el fin de resolver situaciones en las que el control digital del convertidor proporcione una solución que mejore el proceso. En este sentido se han identificado diferentes secuencias de control del nivel de corriente relacionadas con el inicio y la finalización del arco de soldadura. También se han identificado modos de funcionamiento basados en pulsos en los que la intensidad de salida varía entre dos valores.

El patrón básico a configurar es el siguiente:

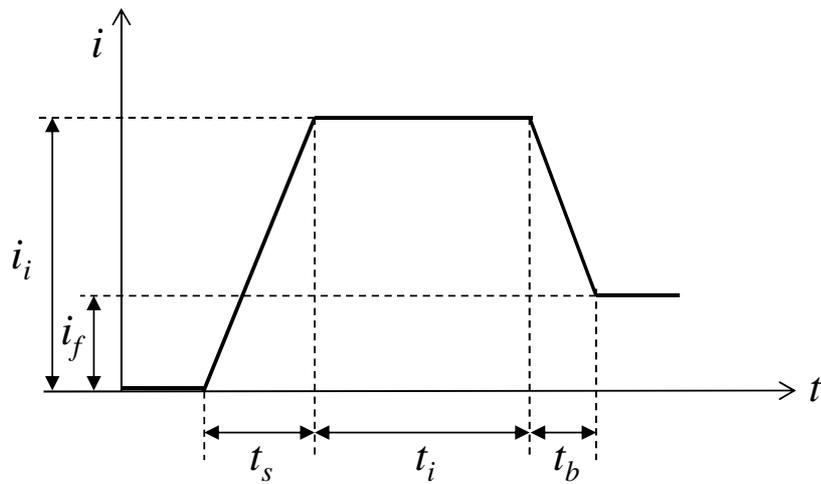


Figura 3.3

donde t_s es el tiempo de subida, t_i es el tiempo de impulso, t_b es el tiempo de bajada, i_i es el valor de intensidad inicial e i_f es el valor de intensidad final.

A partir de este patrón se pueden obtener multitud de secuencias variando los parámetros. A continuación se muestran diferentes realizaciones que dan solución a problemas reales:

Sobreimpulso

Un sobreimpulso inicial de la intensidad de salida (Fig. 3.4) viene determinado por: $t_s = 0$, $t_i = t_i$, $t_b = t_b$, $i_i = i_i$ e $i_f = i_f$. Este proceso mejora el establecimiento de el arco de soldadura en determinados materiales o posición de las piezas a soldar, la función es la de facilitar la formación del arco y estabilizarlo al inicio de la soldadura.

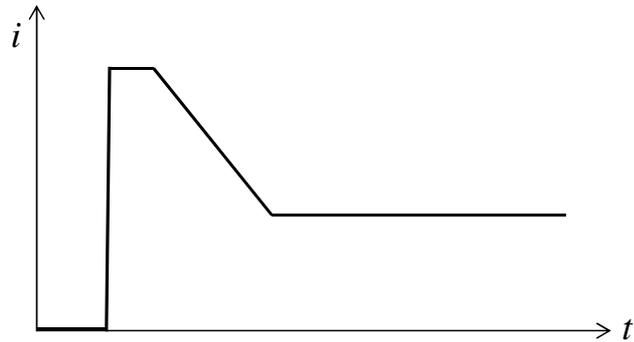


Figura 3.4: Sobreimpulso.

Inicio progresivo

Un perfil de inicio progresivo de la intensidad de salida viene determinado por: $t_s = t_s$, $t_i = 0$, $t_b = 0$, $i_i = i_{i,min}$ e $i_f = i_f$. Esta secuencia se muestra en la Fig. 3.5. El valor de intensidad inicial, $i_{i,min}$, se determina experimentalmente ya que depende de factores como el diámetro del electrodo, grosor de la pieza a soldar, tipo de material a soldar e incluso de la habilidad del soldador. La aplicación de este patrón incide sobre la mejor conservación del electrodo en soldadura TIG ya que el establecimiento del arco se realiza por contacto del electrodo y la pieza a soldar. El objetivo de este modo de inicio consiste en que el arco se establece en un nivel de baja energía con lo cual no se produce deterioro del electrodo, evitando pérdidas de tiempo de reparación por parte del soldador y por lo tanto incidiendo en un mejor rendimiento del procedimiento de soldadura.

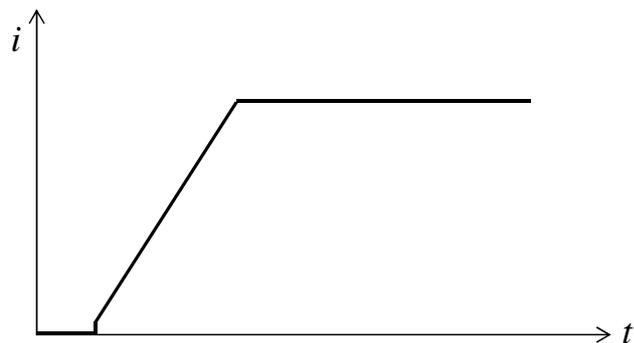


Figura 3.5: Inicio progresivo.

Finalización progresiva

La finalización progresiva de la intensidad de salida viene determinado por: $t_s = 0$, $t_i = t_i$, $t_b = t_b$, $i_i = i_i$ e $i_f = 0$. La finalización del arco de soldadura (Fig. 3.6) es una secuencia crítica, ya que generalmente se realiza de manera abrupta, es decir, retirando el electrodo de la pieza a soldada. Este proceso puede resultar en la formación de un cráter que por su tamaño de lugar a la formación de grietas, resultando en una soldadura defectuosa. En este sentido se puede controlar la disminución paulatina del nivel de corriente de manera que el arco se extingue de manera natural, reduciendo notablemente el tamaño del cráter formado y por tanto reduciendo la posibilidad de formación de grietas.

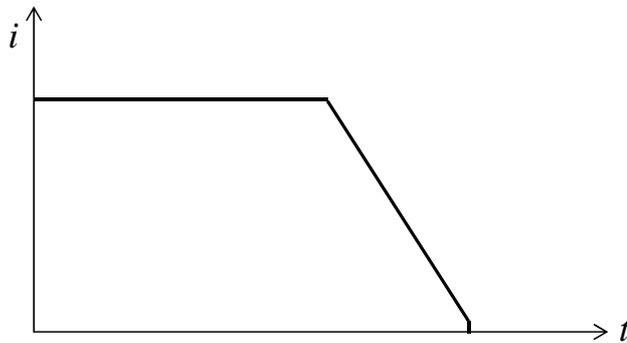


Figura 3.6: Finalización progresiva.

Modo pulsado

La realización de patrones para la generación de modos pulsantes como los que se muestran en la Figs. 3.7 y 3.8 se realizan conforme los siguientes parámetros:

$t_s = 0$, $t_i = t_i$, $t_b = t_b$, $i_i = i_i$ e $i_f = 0$ además utiliza otro parámetro de control, T_D , que define la frecuencia de repetición del pulso, siendo $t_s + t_i + t_b < T_D$. El valor de T_D mínimo en este tipo de perfil está directamente relacionado con el ancho de banda del convertidor, ya que como se ha indicado anteriormente el tiempo de computación del dispositivo digital es mayor que el del convertidor.

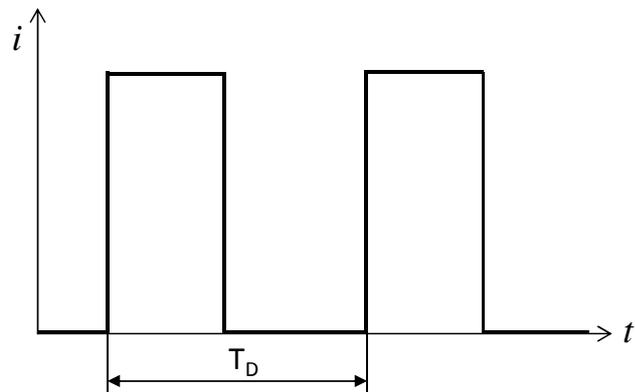


Figura 3.7: Modo pulsado.

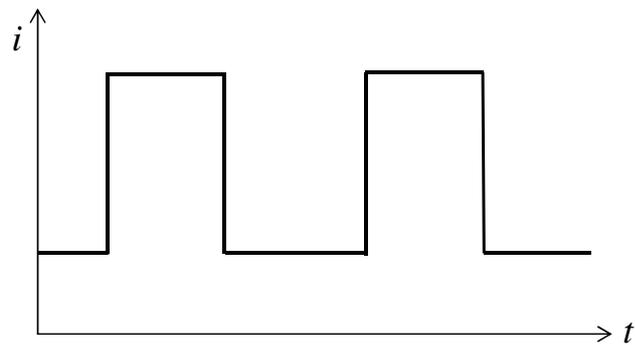


Figura 3.8: Modo pulsado a diferentes niveles de intensidad.

3.2. Algoritmo de control para la Rectificación Síncrona

Uno de los objetivos principales de este trabajo es la sustitución de diodos rectificadores por MOSFETs en la etapa rectificadora. Dependiendo de la corriente de soldadura y la carga a la salida del convertidor (tipo de soldadura), la corriente en el primario del transformador tiene un determinado retraso con respecto de la tensión. Esta forma de onda se repite en el secundario del transformador según su relación de transformación. En cada rama del secundario hay un elemento rectificador que actúa

síncronamente a partir del paso por cero de la corriente. En el caso de ser diodos los elementos rectificadores (línea azul en la Fig. 3.9), entrarán en conducción y caerá una tensión mientras permanezca en conducción teniendo entonces pérdidas según la expresión 2.31.

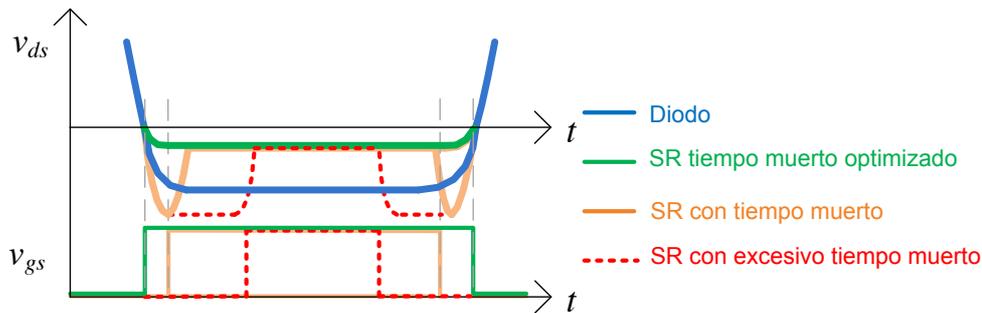


Figura 3.9: Detalle de la caída de tensión en conducción en un rectificador de la etapa de salida.

En el caso de utilizar MOSFETs como elementos rectificadores, se consigue que la caída de tensión en conducción disminuya.

Existen dispositivos con resistencias en conducción cada vez más pequeñas. La expresión 2.32 define dichas pérdidas.

En la Fig. 3.9 se muestran diferentes señales de puerta aplicadas a los rectificadores síncronos y la tensión drenador-fuente:

- En naranja: señal típica proporcionada por los dispositivos comerciales que se encargan de gestionar las conmutaciones en la RS. Estos dispositivos están pensados para funcionar en modo tensión, con lo que es necesario incluir tiempos muertos entre las conmutaciones de los dos rectificadores.
- En rojo: señal de puerta mal gestionada de manera que cuando esta desactivada, la corriente pasa a través del diodo parásito incrementando las pérdidas.
- En verde: señal de puerta gestionada de manera óptima de manera que se eliminan los tiempos muertos, con lo que no pasa corriente por el diodo parásito, reduciendo así las pérdidas en conducción. La eliminación de los tiempos muertos es posible (incluso un solape de ambas

señales resulta en un modo de operación seguro) debido al funcionamiento del circuito como fuente de corriente.

Según el diseño del inversor resonante, la frecuencia de conmutación es de 125 kHz y las señales de cada uno de los medios puentes son idénticas con sus respectivos tiempos muertos.

El algoritmo de control genera dos señales complementarias sin tiempos muertos (SR1 y SR2 en Fig. 3.10) que son las encargadas de gobernar los rectificadores síncronos de la RS. Es necesario sincronizar éstas señales con la corriente de salida del transformador, con lo cual se obtiene el paso por cero de dicha corriente ZC . La muestra de corriente se obtiene en el primario del transformador mediante un transformador de corriente (CT en la Fig. 2.6) ya que tiene la misma forma que la corriente en el secundario pero menor valor debido a la relación de transformación, n , siendo adecuada para ser comparada con 0 V y obtener así la señal que indica el paso por cero.

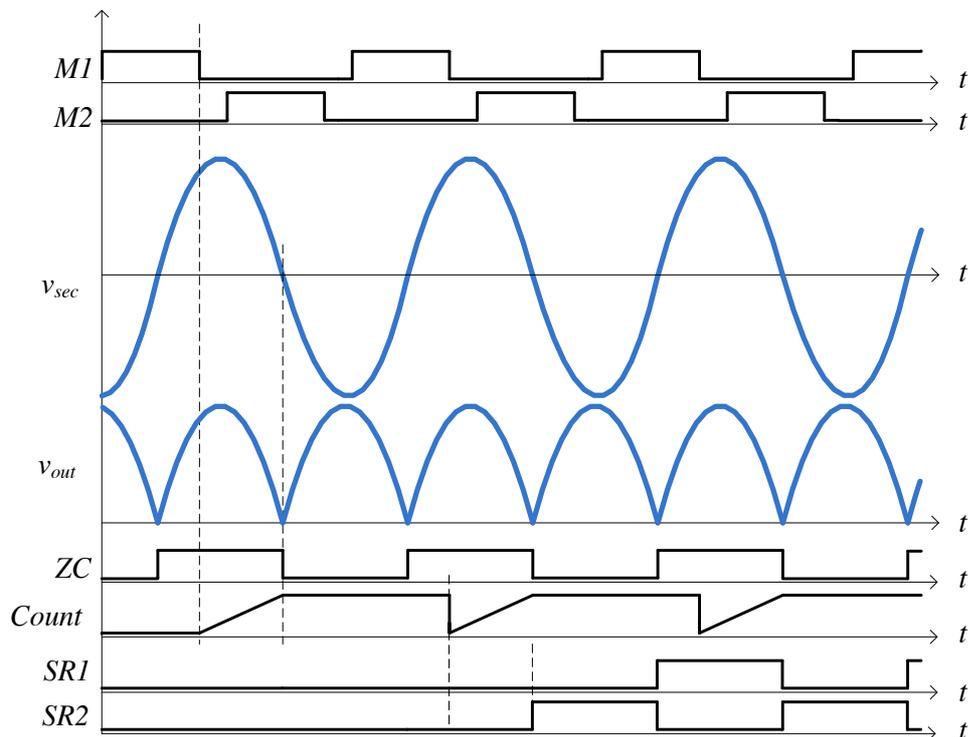


Figura 3.10: Señales principales de la RS.

La señal *Count* se satura en el valor correspondiente al retraso que debe existir entre el flanco de bajada de la señal *M1* y el flanco de bajada de la señal *ZC*. Este valor representa el retraso que existe entre la tensión de entrada del circuito resonante (que coincide con el flanco de bajada de la señal *M1*) y la corriente en el primario del transformador, que se utiliza para sincronizar *SR1* y *SR2* con la tensión del secundario del transformador, v_{sec} , con lo cual representa el desfase a aplicar desde el flanco de bajada de la señal *M1* para aplicar las señales *SR1* y *SR2* en los rectificadores síncronos en el siguiente periodo de conmutación. Este tiempo medido tiene en cuenta los retrasos debidos los componentes necesarios para adaptar las señales de salida de la FPGA (opto-acopladores, comparadores y *drivers*), con lo cual se hace necesaria una compensación manual de dichos tiempos según las hojas de características de los componentes.

El periodo de reloj de la FPGA define la resolución de la señal *Count* a fin de sincronizar las señales de los rectificadores síncronos con *ZC* con el objetivo de minimizar los tiempos muertos entre las señales *SR1* y *SR2*.

Capítulo 4

Simulaciones y resultados experimentales

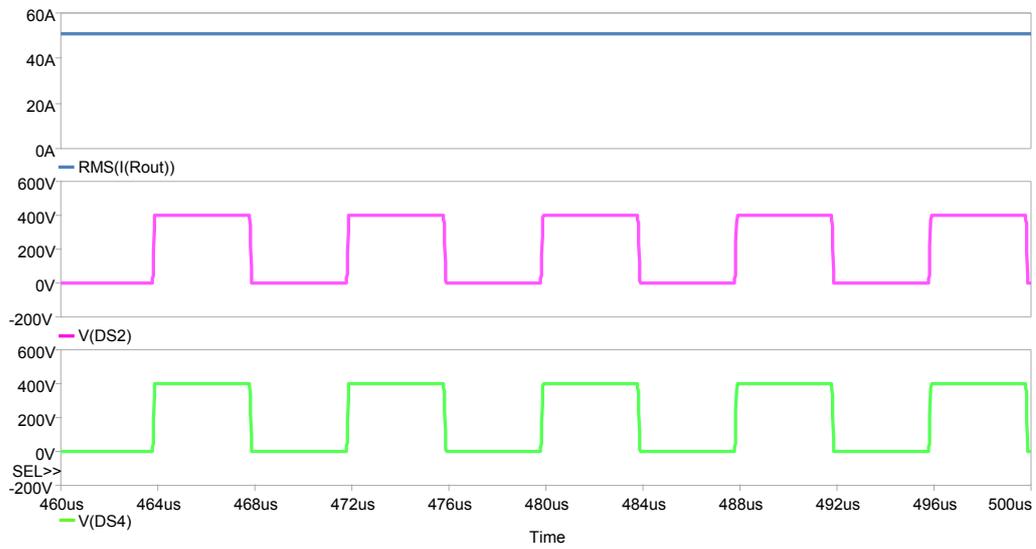
En este capítulo se presentan los resultados de simulación tanto del algoritmo de control de corriente por deslizamiento de fase como de la RS propuesta que validan el diseño. También se muestra la realización práctica de un prototipo de 100A. Se elabora también una comparativa de rendimientos entre diferentes soluciones para la etapa rectificadora de salida con el fin de demostrar la mejora de rendimiento de la RS propuesta frente a la utilización de diodos y RS utilizando un dispositivo comercial. Por último, se muestra el comportamiento térmico de las soluciones basadas en diodos y en la RS propuesta.

4.1. Resultados de simulación

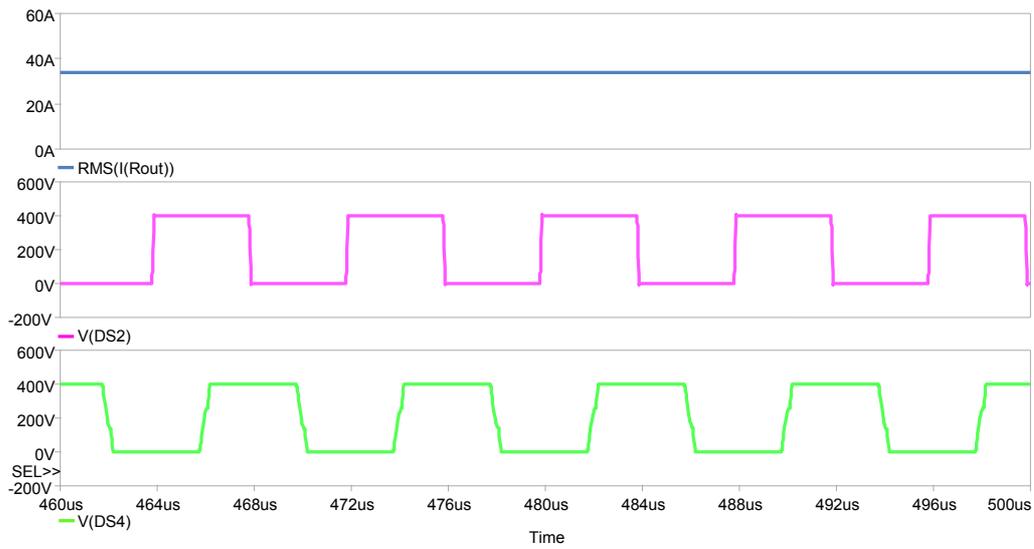
Para realizar la simulación del algoritmo de control para el nivel de corriente a la salida se utiliza la herramienta OrCAD Capture, mientras que para validar la simulación de la parte digital utilizada para generar las señales de los rectificadores síncronos se utiliza la herramienta Modelsim®.

4.1.1. Control de corriente

Como se ha mencionado en el capítulo anterior, el parámetro de control para el nivel de corriente de salida es el ángulo de desfase Ψ (Fig. 2.8). En la Fig 4.1 se muestran los resultados de simulación para un ángulo Ψ de 0° (Fig. 4.1a) en el que se obtiene una intensidad de salida de aproximadamente 50 A y 80° (Fig. 4.1b) en el que se obtiene una intensidad de salida de aproximadamente 30 A.



(a)



(b)

Figura 4.1: Corriente de salida y V_{DS2} y V_{DS4} : a) en fase y b) con desfase. Ch2: 20 A/div; Ch3 y Ch4: 500 V/div; tiempo: 4 μs/div.

4.1.2. Rectificación síncrona

Se ha realizado un modelado digital de la etapa de potencia para integrarla en el banco de pruebas de la descripción del controlador digital [73]. En la Fig. 4.2 se muestran las principales formas de onda de las señales de la rectificación síncrona propuesta, resultado de simulación con ModelSim®. Así pues se valida el modelo de simulación para su implementación en el prototipo con el fin de gestionar los rectificadores síncronos de la etapa rectificadora de salida.

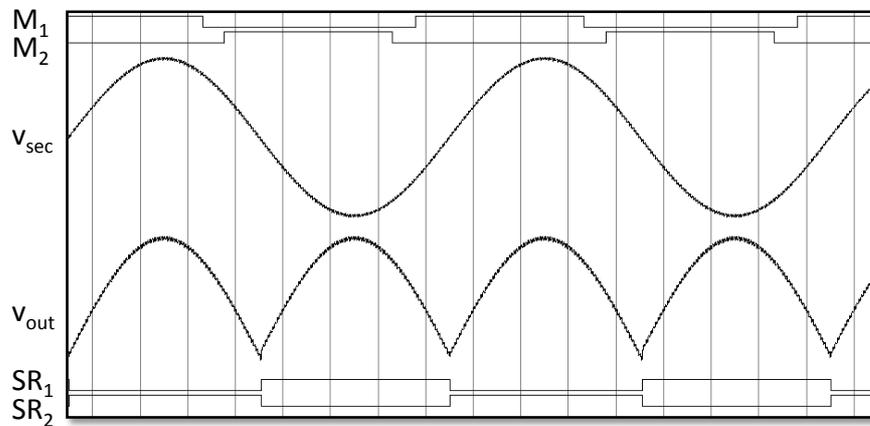


Figura 4.2: Resultados de simulación de la RS propuesta.

4.2. Resultados experimentales

En este apartado se presenta el prototipo elaborado para la realización de este trabajo. Se muestra cada una de las partes del sistema y se indican los componentes seleccionados para su realización. Se obtienen también resultados experimentales de la aplicación del algoritmo de control de corriente mediante deslizamiento de fase y se muestran algunas de las funcionalidades que se pueden conseguir mediante el control digital sin necesidad de añadir componentes adicionales. Por último también se obtienen resultados experimentales de la RS externa propuesta.

4.2.1. Descripción del prototipo

Para la realización de este trabajo se ha realizado un prototipo de una fuente de alimentación para soldadura de 100A (Fig. 4.3) capaz de suministrar las características eléctricas necesarias para realizar soldadura SMAW (*Shielded Metal Arc Welding*), TIG (*Tungsten Inert Gas*) y MIG (*Metal Inert Gas*). El circuito de control se implementa en una placa de desarrollo de Xilinx (Fig. 4.5) que dispone de la FPGA Xilinx® Spartan3 (XC3S200) con 200 mil puertas lógicas. También se utilizan 4 pulsadores y 8 interruptores para seleccionar diferentes modos de funcionamiento y por último un display de 3 dígitos que indica el nivel de corriente de salida.

La parte de potencia del sistema esta compuesta de cuatro módulos básicos de 25 A de salida asociados en paralelo (Fig. 2.2), de manera que las intensidades de salida de cada uno de los módulos se suman debido al comportamiento de fuente de corriente. Como se ha visto en el capítulo 2, cada módulo básico se compone de un corrector de factor de potencia (naranja en la Fig. 4.4), un inversor resonante (amarillo en la Fig. 4.4) y una etapa rectificadora de salida (transformador de HF en rosa, solución basada en diodos en cian y solución con la RS propuesta en verde en la Fig. 4.4). Dichos módulos básicos se alojan dos por cada tarjeta electrónica.



Figura 4.3: Prototipo de 100 A.

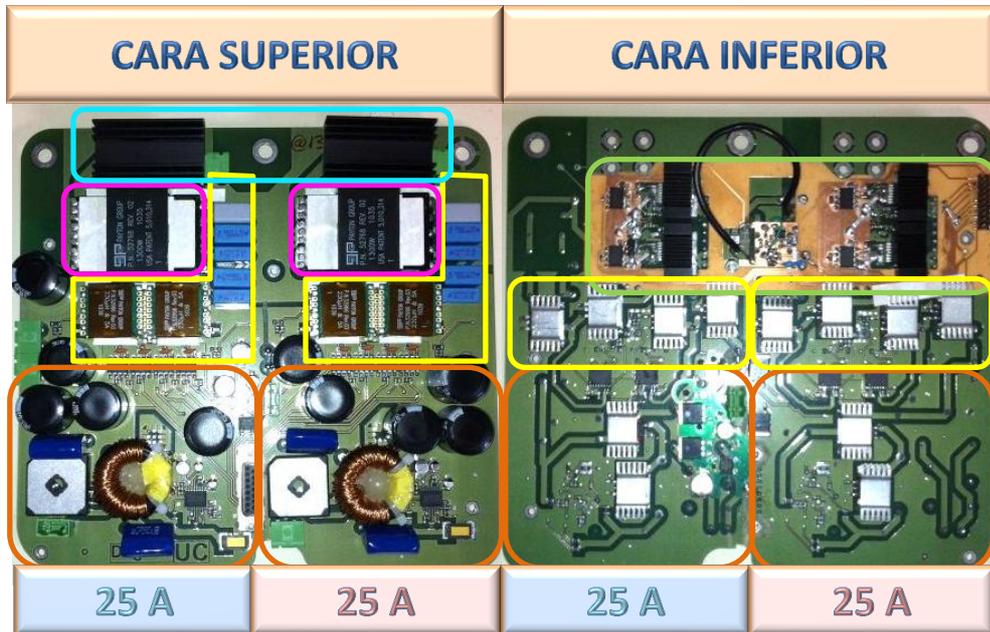


Figura 4.4: Tarjeta de 50 A.



Figura 4.5: Circuito de control con FPGA de Xilinx® Spartan3 (XC3S200).

Como se ha mencionado anteriormente, el inversor resonante ha sido diseñado con una doble configuración $LC_s C_p$. Los valores de dicho tanque resonante son: $L = 230 \mu\text{H}$, $C_s = 80 \text{ nF}$ y $C_p = 17.2 \text{ nF}$. La frecuencia de conmutación es de 125 kHz. Los MOSFETs M1, M2, M3 y M4 son: STB25NM50N

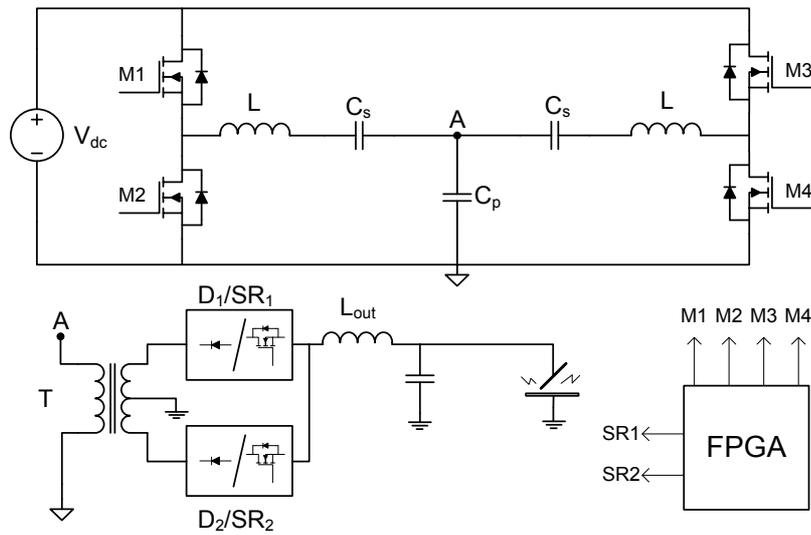


Figura 4.6: Esquema del convertidor resonante y control.

con una $V_{DSS} = 500$ V, $I_D = 22$ A y $R_{DS(on)} = 0.11$ Ω de ST Microelectronics. Para las diferentes pruebas realizadas con el propósito de comparar las soluciones de la etapa rectificadora de salida se han seleccionado los siguientes rectificadores:

- Diodos: DSS 2X101-015A ($V_{RRM} = 150$ V, $I_{FAV} = 2 \times 100$ A, $V_F = 0.77$ V).
- MOSFETs: IRFS4115-7PPbF ($V_{DSS} = 150$ V, $I_D = 105$ A, $R_{DS(on)} = 10$ m Ω).

El dispositivo comercial seleccionado para gestionar las conmutaciones de los rectificadores síncronos en la etapa rectificadora de salida es el IR1168S de International Rectifier [65, 66] que se dispone como se muestra en la Fig. 4.7.

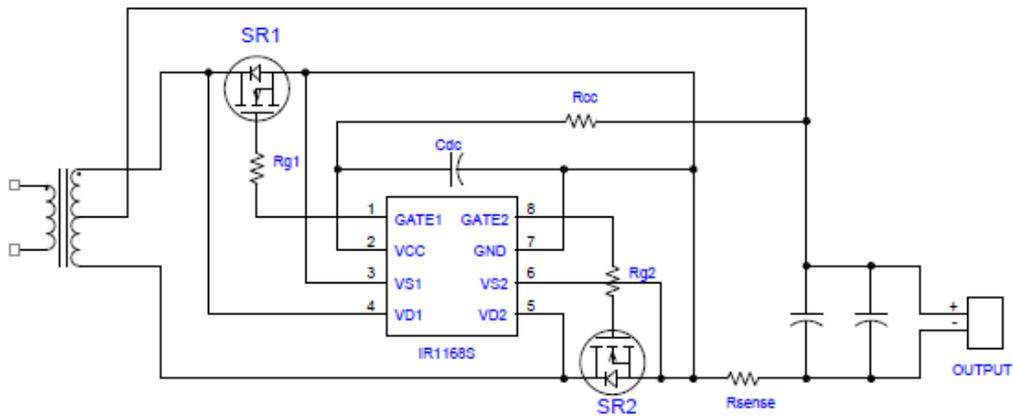


Figura 4.7: Configuración del IR1168S para la RS.

Este dispositivo se compara con las soluciones basadas en diodos y con la basada en la RS externa propuesta.

4.2.2. Control de corriente

En este apartado se muestran las formas de onda medidas experimentalmente para un ángulo Ψ de 0° (Fig. 4.8a) y de 80° (Fig. 4.8b) como ya se obtenían en el apartado anterior en simulación.

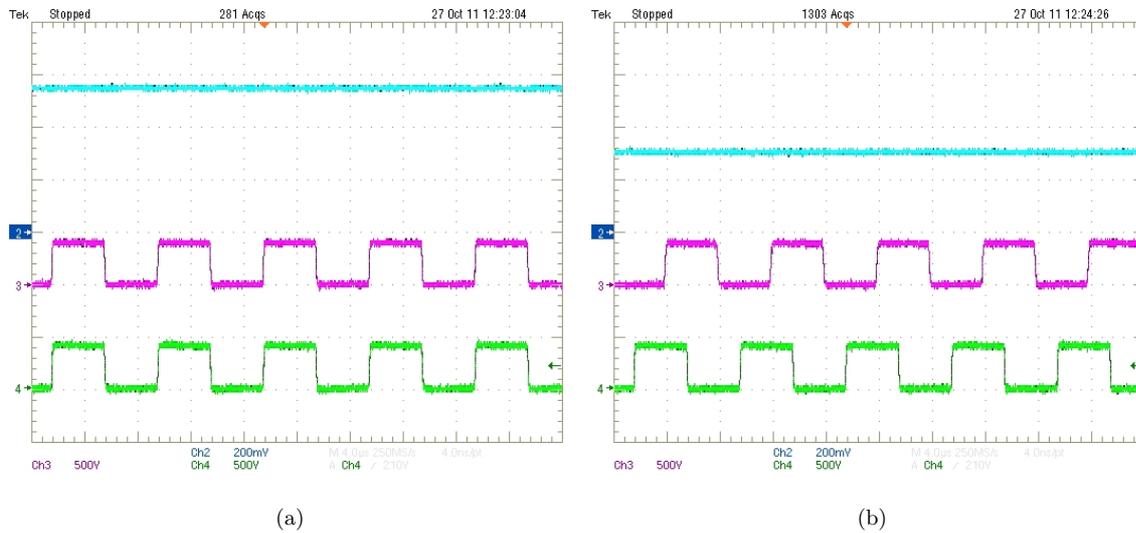


Figura 4.8: Intensidad de salida y V_{DS2} y V_{DS4} : a) en fase y b) con desfase. Ch2: 20 A/div; Ch3 y Ch4: 500 V/div; tiempo: 4 μ s/div.

Por otro lado, se muestra en la Fig. 4.9 un sobre impulso de corriente inicial que sirve para facilitar el establecimiento del arco. De manera análoga, se muestra la finalización progresiva del arco (Fig. 4.10), de manera que se reducen las posibilidades de formación de grietas, que pueden resultar en un mal acabado del cordón de soldadura. La Fig. 4.11a muestra el cráter formado al retirar el electrodó de manera abrupta, mientras que en la Fig. 4.11b se puede observar como el cráter se reduce haciendo uso de la extinción del arco de manera progresiva se consigue disminuir el tamaño del cráter, obteniendo así un mejor acabado de la pieza soldada.

CAPÍTULO 4. SIMULACIONES Y RESULTADOS EXPERIMENTALES



Figura 4.9: Sobreimpulso de corriente. Ch2: 10 A/div; tiempo: 1 s/div.

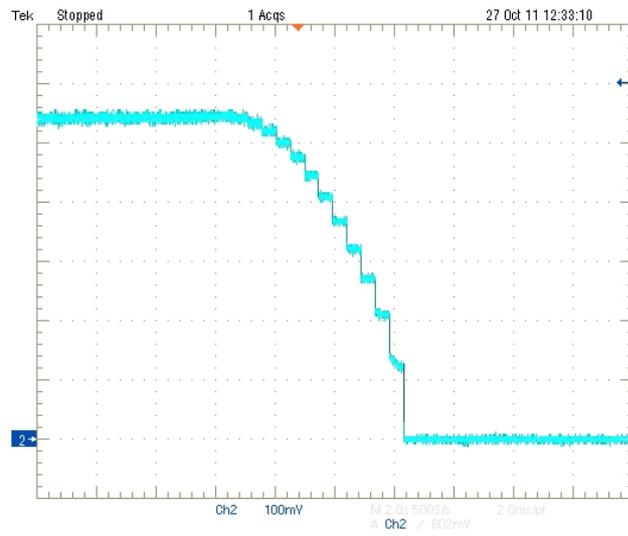


Figura 4.10: Rampa de bajada de corriente. Ch2: 10 A/div; tiempo: 2 s/div.

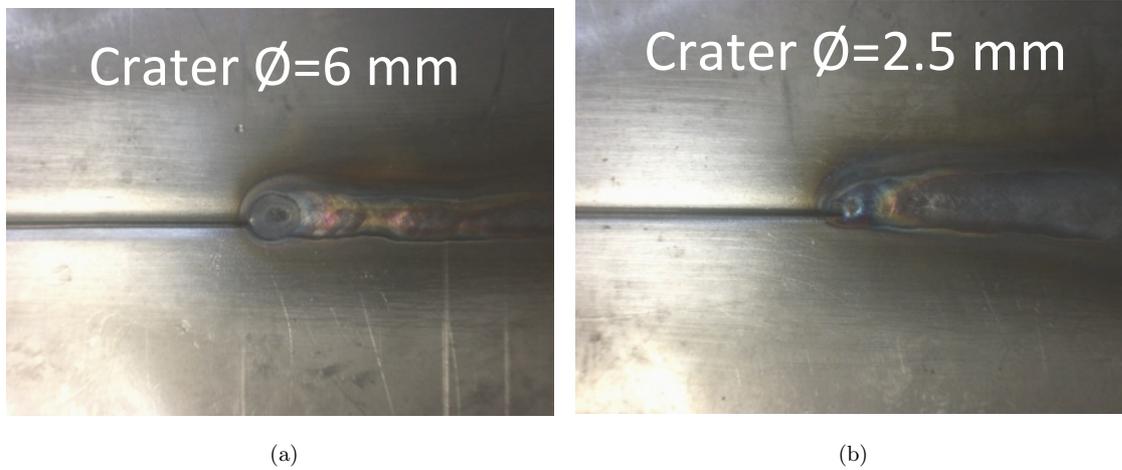


Figura 4.11: Extinción de arco de soldadura: a) de manera abrupta y b) con rampa de bajada.

4.2.3. Rectificación síncrona

La Fig. 4.12 muestra las formas de onda más significativas que verifican la realización del algoritmo de la RS propuesta de la misma forma que ya se ha hecho en simulación en la sección anterior.

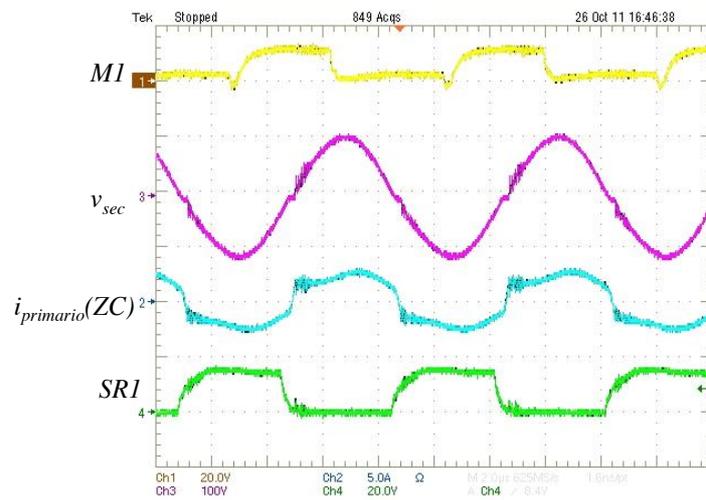


Figura 4.12: Formas de onda de la RS propuesta. Ch1: 20 V/div, Ch2: 10 A/div, Ch3 y Ch4: 500 V/div, tiempo: 2 μ s/div.

La Fig. 4.13 muestra la caída de tensión en uno de los rectificadores de la etapa rectificadora de salida. La Fig. 4.13a corresponde a un diodo, la Fig. 4.13b a un MOSFET utilizando el dispositivo IR1168S para obtener la señal de disparo y por último la Fig. 4.13c es la de un MOSFET en el que su señal de disparo se ha obtenido por medio del algoritmo de control propuesto.

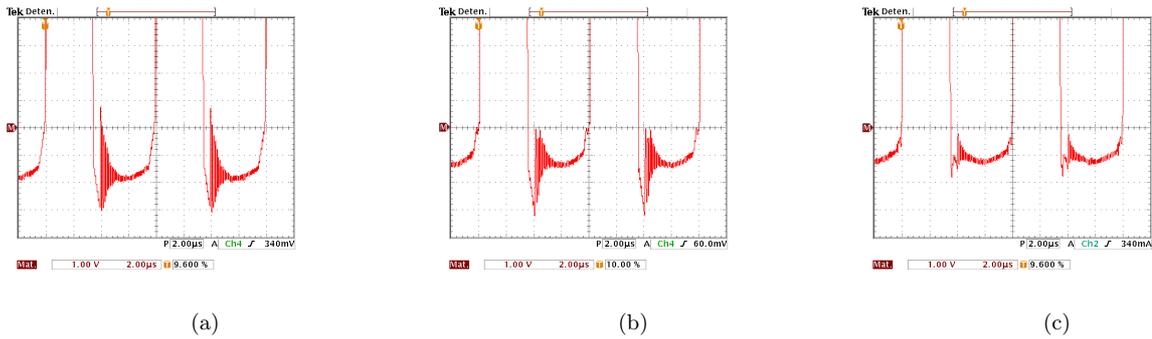


Figura 4.13: Detalle de la caída de tensión en uno de los rectificadores de salida: a) diodo, b) MOSFET utilizando IR1168S y c) MOSFET utilizando la RS propuesta.

La Tabla. 4.1 muestra la comparativa del rendimiento obtenido utilizando diodos, RS con el IR1168S y RS con la solución propuesta en las mismas condiciones de carga. En los casos de RS externa también se incluyen las alimentaciones auxiliares. Todas las pruebas se han hecho para una corriente de salida de 50 A.

La carga se emula mediante una resistencia de $0,5 \Omega$. La potencia a la entrada (P_{IN}) esta medida a la entrada del inversor resonante y dicha medida la proporciona directamente la fuente de alimentación (Agilent 6813B AC POWER SOURCE/ANALYZER). La tensión de salida (V_{OUT}) y la corriente de salida (I_{OUT}) están medidas directamente en la carga mediante un multímetro (Hewlett Packard 34401A) y una pinza amperimétrica (Kewtech KT203).

	P_{IN} (W)	$V_{OUT,RMS}$ (V)	$I_{OUT,RMS}$ (A)	η (%)
Diodos	1913	32.8	51.3	87.96
IR1168S	1878	32.5	52.2	90.33
External RS	1916	33.3	53.0	92.11

Cuadro 4.1: Comparativa diodos vs. MOSFETs.

En la tabla se puede observar que con la RS propuesta se consigue un aumento de rendimiento del 4.2% con respecto de la utilización de diodos (para el prototipo de 100 A - 4 kW construido en la realización de este trabajo esta mejora supone 166W) y de 1.78% con respecto a la RS empleando el IR1168S como controlador. Aunque el porcentaje de mejora parece pequeño con respecto del sistema total, supone una mejora de las pérdidas en conducción de la etapa rectificadora de salida de alrededor del 70%. También hay que resaltar que la filosofía del sistema es la conexión de módulos en paralelo con lo cual el porcentaje total puede ser significativo.

La Fig. 4.14 muestra la vista de la cara superior, cara inferior y la vista lateral de una tarjeta de 50 A. Las tarjetas han sido construidas para albergar dos soluciones: diodos y MOSFETs con RS con la solución propuesta. En rojo, se muestra la solución basada en diodos Schottky mientras que en amarillo se muestra la solución con MOSFETs. La vista lateral pone de manifiesto que el volumen necesario para la RS con MOSFETs es menor que el necesitado con los diodos, lo que se traduce en un menor tamaño en la solución final.

La eliminación de los diodos supone una reducción del tamaño la placa de potencia de alrededor del 15%, mientras que la reducción de volumen que se supone una mejora del 80% para la solución con MOSFETs con respecto a la solución de diodos.

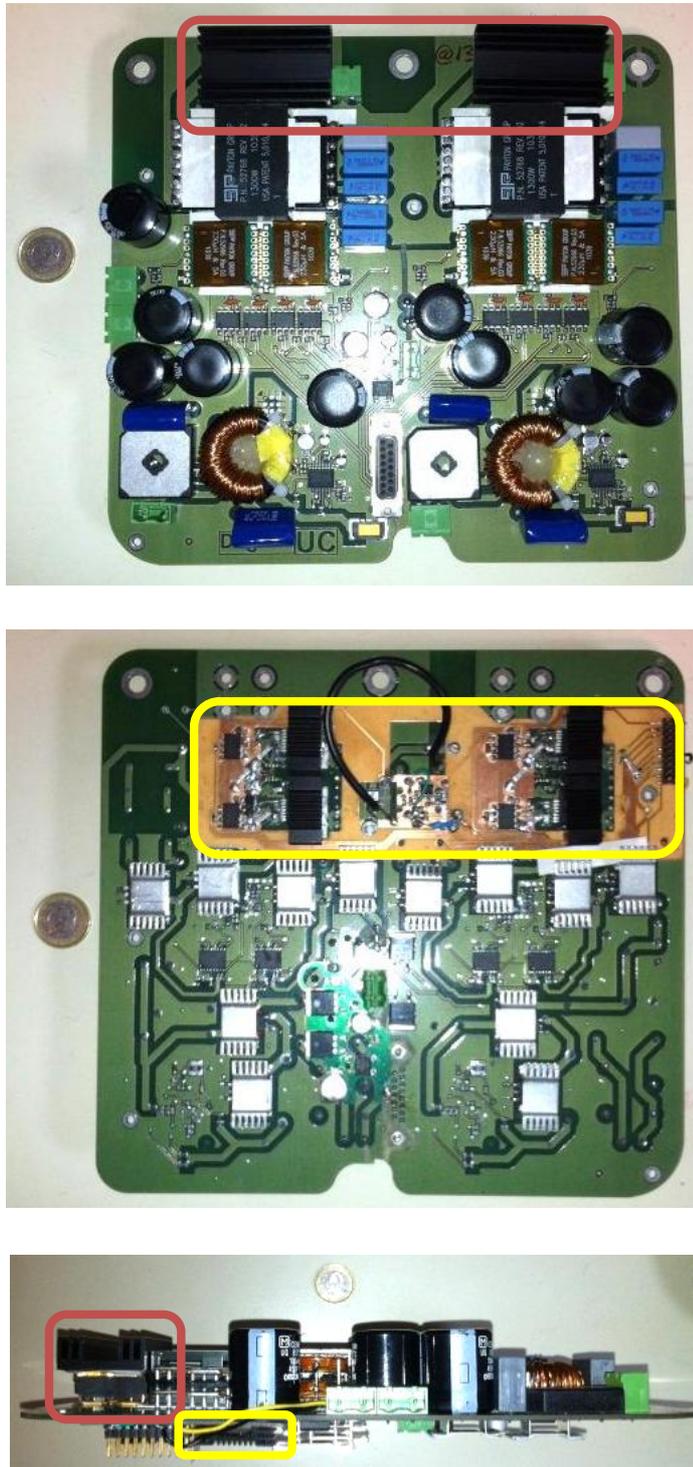


Figura 4.14: Vista superior, inferior y lateral de una tarjeta de 50 A.

La Fig. 4.15, muestra las imágenes térmicas obtenidas en los rectificadores de la etapa rectificadora de salida y como se puede observar, la temperatura obtenida en la realización con los rectificadores síncronos es menor (12°). Se puede decir que el menor calentamiento se debe a la mejora de rendimiento ya que se produce menor potencia disipada. Este hecho es importante desde el punto de vista de poder aumentar el factor de marcha del equipo en condiciones nominales.

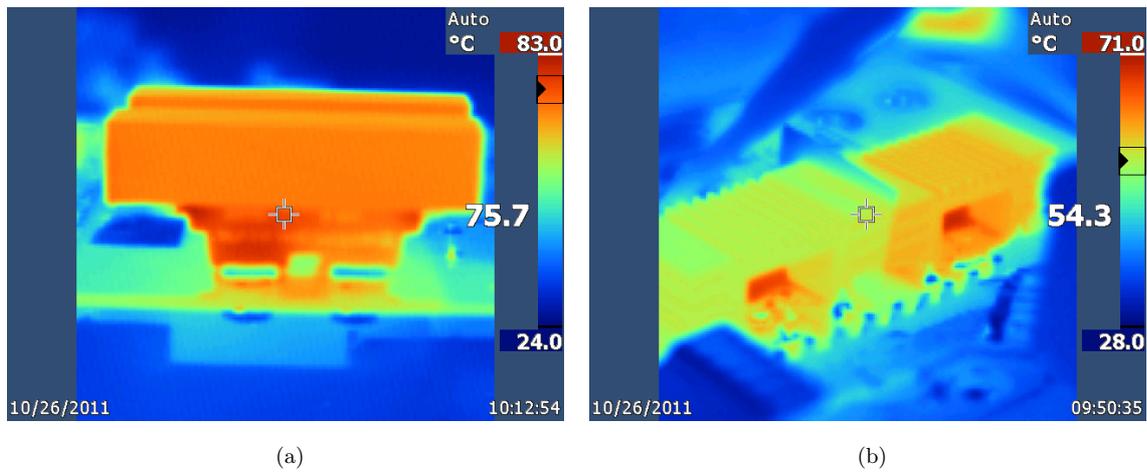


Figura 4.15: Comportamiento térmico: a) diodos y b) MOSFETs utilizando la RS propuesta.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas de trabajo futuras

5.1. Conclusiones

- Se ha presentado un algoritmo de control que gestiona los MOSFETs del inversor resonante de manera que trabaja como fuente de corriente independientemente de la carga (tipo de soldadura) conectada a la salida. El algoritmo permite seleccionar el nivel de corriente a la salida manteniendo las propiedades de fuente de corriente
- Se ha generado la capacidad de control del nivel de corriente para responder a diversas especificaciones, por ejemplo: en el inicio y en la extinción del arco.
- En este trabajo se ha realizado una revisión del estado de las diferentes técnicas de rectificación síncrona (externa o autoexcitada), describiendo su modo de operación y las aplicaciones en las que se utilizan cada una de ellas. En la aplicación de soldadura que se presenta en este trabajo, la tensión de salida es variable y viene definida en función del tipo de soldadura. Este aspecto hace que la rectificación síncrona externa sea más adecuada, ya que su funcionamiento no depende del valor de tensión de salida.
- Se han reducido las pérdidas en conducción de la etapa de salida alrededor de un 70%. En el prototipo de 100 A construido supone una mejora de 166 W). Este hecho se ha conseguido sustituyendo los diodos rectificadores de la etapa rectificadora por MOSFETs., para ello, se ha realizado un algoritmo de control digital para gestionar las conmutaciones de dichos transistores de la manera más eficiente posible. En este sentido, debido al comportamiento de

fuelle de corriente del convertidor los tiempos muertos de las seÑales de los MOSFETs pueden eliminarse prÁcticamente por completo, resultando en una operaci3n segura. La optimizaci3n de estos tiempos muertos es posible debido a la resoluci3n del dispositivo digital (FPGA). Se ha realizado una comparativa entre la utilizaci3n de diodos, MOSFETs gestionados con un dispositivo comercial y MOSFETs gestionados con el algoritmo propuesto en este trabajo. La mejora obtenida en esta etapa se traduce en un mejor rendimiento, menor tamaÑo del m3dulo de potencia (reducci3n del 15 %), volumen (reducci3n del 80 %), mejor comportamiento t3rmico (mejora en 12°).

- Se ha realizado un prototipo de una fuente de alimentaci3n de soldadura multiproceso de 100 A con el que se validan los resultados experimentales propuestos.

5.2. LÍNEAS DE TRABAJO

A continuaci3n se muestran las posibles lÍneas de investigaci3n que se extraen a partir de la realizaci3n de este trabajo:

- Control digital de diferentes etapas del sistema de alimentaci3n de soldadura:
 - Corrector de factor de potencia.
 - Convertidor *Flyback* de mÚltiples salidas para alimentaciones de circuitos auxiliares.
- Control digital del convertidor resonante en fuente de tensi3n asegurando conmutaci3n a tensi3n cero (ZVS).
- Análisis metalogrÁfico de cordones de soldadura para diferentes modos de funcionamiento, entre ellos los modos pulsantes.
- Realizaci3n del sistema de alimentaci3n de soldadura aumentando la frecuencia de conmutaci3n.

Capítulo 6

Publicaciones relacionadas

La realización de este trabajo está relacionada con la publicación de los siguientes artículos:

Congreso

- A. Navarro-Crespin, R. Casanueva, and F. J. Azcondo, “Performance improvements in an arc welding power supply based on resonant inverters,” in Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2010 IEEE, oct. 2010, pp. 1 –6.
- A. Navarro-Crespin, R. Casanueva, and F. J. Azcondo, “Synchronous Rectification on an Arc-Welding Application”, International Exhibition & Conference for Power Electronics Intelligent Motion Power Quality, PCIM 2011, mayo. Nuremberg, Alemania.
- A. Navarro-Crespin, R. Casanueva, and F. J. Azcondo, “Rectificación Síncrona en Convertidores Resonantes Operando en Modo Corriente en Aplicaciones de Soldadura”, XVII Seminario Anual de Automática, Electrónica industrial e Instrumentación (SAAEI), julio 2011. Badajoz, España.

Revista

- A. Navarro-Crespin, R. Casanueva, and F. J. Azcondo, “Performance improvements in an arc welding power supply based on resonant inverters,” in Transactions on Industry Applications Society, 2010 IEEE. Pp. 1 –6. Aprobado para su publicación, 2012.

- A. Navarro-Crespin, V. M. Lopez, R. Casanueva, and F. J. Azcondo, “Digital Control for an Arc Welding Machine based on Resonant Converters and Synchronous Rectification”, IEEE Transactions on Industrial Informatics. Special Section in Digital Control Systems in Power Electronics and Electrical Drives. En revisión.

Bibliografía

- [1] R. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 3, no. 2, pp. 174 –182, apr 1988.
- [2] A. Bhat, "A unified approach for the steady-state analysis of resonant converters," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 38, no. 4, pp. 251 –259, aug 1991.
- [3] C. D. Kazimierczuk, M. K., Resonant Power Converters. New York: Wiley Interscience Publication, 1995.
- [4] M. Alonso, Lección de oposición: Inversores Resonantes de Alta Frecuencia, 1999.
- [5] J. Cosby, M.C. and R. Nelms, "A resonant inverter for electronic ballast applications," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 41, no. 4, pp. 418 –425, aug 1994.
- [6] R. Nelms, T. Jones, and J. Cosby, M.C., "A comparison of resonant inverter topologies for hps lamp ballasts," in Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE, oct 1993, pp. 2317 –2322 vol.3.
- [7] C. Branas, F. Azcondo, R. Casanueva, and F. Diaz, "Penta-phase series-parallel resonant inverter to drive 1-kw hps lamps," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 46, no. 5, pp. 1730 –1739, sept.-oct. 2010.
- [8] C. Branas, F. Azcondo, R. Casanueva, and S. Bracho, "Phase controlled lcpcs resonant inverter applied to hid lamp control," in Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, vol. 3, june 2004, pp. 2434 – 2440 Vol.3.
- [9] G.-C. Hsieh, C.-H. Lin, J.-M. Li, and Y.-C. Hsu, "A study of series-resonant dc/ac inverter," in Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE, vol. 1, jun 1995, pp. 493 –499 vol.1.
- [10] J. Alonso, C. Blanco, E. Lopez, A. Calleja, and M. Rico, "Analysis, design, and optimization of the lcc resonant inverter as a high-intensity discharge lamp ballast," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 13, no. 3, pp. 573 –585, may 1998.
- [11] P. Chansri, N. Noicharoen, and K. Phetphoi, "A high power led driver with class d zvs series resonant converter," in Electrical, Control and Computer Engineering (INECCE), 2011 International Conference on, june 2011, pp. 457 –460.
- [12] C. Branas, F. J. Azcondo, R. Casanueva, and F. J. Diaz, "Phase-controlled parallel-series (lcpcs) resonant converter to drive high-brightness power leds," in IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, nov. 2011, pp. 2953 –2957.

- [13] J. Mucko, "Parallel resonant inverter with auxiliary ac/dc converter used for induction heating," in Compatibility and Power Electronics (CPE), 2011 7th International Conference-Workshop, june 2011, pp. 415 –419.
- [14] I. Khan, J. Tapson, and I. de Vries, "An induction furnace employing a 100 khz mosfet full-bridge current-source load-resonant inverter," in Industrial Electronics, 1998. Proceedings. ISIE '98. IEEE International Symposium on, vol. 2, jul 1998, pp. 530 –534 vol.2.
- [15] E. Dede, J. Espi, J. Jordan, and A. Ferreres, "Design considerations for transformerless series resonant inverters for induction heating," in Power Electronics and Drive Systems, 1997. Proceedings., 1997 International Conference on, vol. 1, may 1997, pp. 334 –339 vol.1.
- [16] P. Fabijanski and R. Lagoda, "Series resonant converter with piezoelectric ceramic transducers and fuzzy logic control with genetic optimization," in EUROCON, 2007. The International Conference on; Computer as a Tool;, sept. 2007, pp. 1884 –1887.
- [17] S. Ozeri and D. Shmilovitz, "High frequency resonant inverter for excitation of piezoelectric devices," in Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, june 2008, pp. 245 –249.
- [18] J. Alonso, J. Cardesin, E. Corominas, M. Rico-Secades, and J. Garcia, "Low-power high-voltage high-frequency power supply for ozone generation," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 40, no. 2, pp. 414 – 421, march-april 2004.
- [19] Y. Konishi, S. Wang, M. Ishibashi, Y. Feng, and M. Nakaoka, "Efficient ozonizer using pdm and pwm controlled resonant inverter and its performance evaluations," in Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the, vol. 2, aug 1997, pp. 971 –976 vol.2.
- [20] S. Potivejkul, V. Kinnares, and P. Rattanavichien, "Design of ozone generator using solar energy," in Circuits and Systems, 1998. IEEE APCCAS 1998. The 1998 IEEE Asia-Pacific Conference on, nov 1998, pp. 217 –220.
- [21] J. Alonso, J. Garcia, A. Calleja, J. Ribas, and J. Cardesin, "Analysis, design, and experimentation of a high-voltage power supply for ozone generation based on current-fed parallel-resonant push-pull inverter," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 41, no. 5, pp. 1364 – 1372, sept.-oct. 2005.
- [22] U. Kogelschatz, "Dielectric-barrier discharges: Their history, discharge physics, and industrial applications," Plasma Chemistry and Plasma Processing, vol. 23, no. 1, March 2003.
- [23] R. Casanueva, F. Azcondo, C. Branas, and S. Bracho, "Paralleled lcscp resonant converters for spark erosion applications," in Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE, vol. 4, oct. 2004.
- [24] —, "Analysis, design and experimental results of a high-frequency power supply for spark erosion," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 20, no. 2, pp. 361 – 369, march 2005.
- [25] R. Casanueva, F. Azcondo, and C. Branas, "A new bipolar power supply for spark erosion based on a series-parallel resonant inverter," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, feb. 2008, pp. 1904 –1909.

-
- [26] R. Casanueva, C. Branas, F. Azcondo, and F. Diaz, "Teaching resonant converters: Properties and applications for variable loads," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 57, no. 10, pp. 3355 –3363, oct. 2010.
- [27] P. Theron, J. Ferreira, J. Fetter, and H. Koertzen, "Welding power supplies using the partial series resonant converter," in Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON '93., International Conference on, nov 1993, pp. 1319 –1324 vol.2.
- [28] L. Malesani, P. Mattavelli, L. Rossetto, P. Tenti, W. Marin, and A. Pollmann, "Electronic welder with high-frequency resonant inverter," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 31, no. 2, pp. 273 –279, mar/apr 1995.
- [29] R. Casanueva, F. Azcondo, F. Diaz, and C. Branas, "Tig welding machines," Industry Applications Magazine, IEEE, vol. 17, no. 5, pp. 53 –58, sept.-oct. 2011.
- [30] A. Navarro-Crespin, R. Casanueva, and F. Azcondo, "Performance improvements in an arc welding power supply based on resonant inverters," in Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2010 IEEE, oct. 2010, pp. 1 –6.
- [31] Y.-F. Liu, E. Meyer, and X. Liu, "Recent developments in digital control strategies for dc/dc switching power converters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 24, no. 11, pp. 2567 –2577, nov. 2009.
- [32] D. J. Tschirhart and P. K. Jain, "Digital control of resonant converters at ultra high frequency," in Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 32nd International, june 2010, pp. 1 –6.
- [33] F. Kurokawa and K. Murata, "A new fast digital p-i-d control llc resonant converter," in Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on, aug. 2011, pp. 1 –5.
- [34] P. Drgona, M. Frivaldsky, and A. Prikopova, "Optimal design of digital control system for llc resonant converter," in Applied Electronics (AE), 2010 International Conference on, sept. 2010, pp. 1 –4.
- [35] L. Hang, Z. Lu, and Z. Qian, "Research of digital control strategy for multi-resonant llc converter," in Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on, june 2007, pp. 479 –484.
- [36] W. Feng, D. Huang, P. Mattavelli, D. Fu, and F. Lee, "Digital implementation of driving scheme for synchronous rectification in llc resonant converter," in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, sept. 2010, pp. 256 –263.
- [37] W. Feng, F. Lee, P. Mattavelli, and D. Huang, "A universal adaptive driving scheme for synchronous rectification in llc resonant converters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. PP, no. 99, p. 1, 2012.
- [38] W. Zhang, M. Deng, Y. Pei, and Z. Wang, "Design and optimization of high current power supply for electrochemistry," in Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, june 2010, pp. 86 –91.
- [39] K. Hwu and Y. Yau, "Applying a counter-based pwm control scheme to an fpga-based sr forward converter," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE, march 2006, p. 5 pp.

- [40] M. Jovanovic and Y. Jang, "State-of-the-art, single-phase, active power-factor-correction techniques for high-power applications - an overview," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 52, no. 3, pp. 701 – 708, june 2005.
- [41] J. Sebastian, M. Jaureguizar, and J. Uceda, "An overview of power factor correction in single-phase off-line power supply systems," in Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on, vol. 3, sep 1994, pp. 1688 –1693 vol.3.
- [42] O. Garcia, J. Cobos, R. Prieto, P. Alou, and J. Uceda, "Single phase power factor correction: a survey," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 18, no. 3, pp. 749 – 755, may 2003.
- [43] T. Instrument, "Advanced high-power factor preregulator," Datasheet, p. 16, June 1998.
- [44] V. Lopez, A. Navarro-Crespín, C. Branas, F. Azcondo, R. Schnell, and R. Zane, "Frequency control and phase surveillance in resonant electronic ballast," in IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, nov. 2011, pp. 2929 –2934.
- [45] M. Kazmierczuk, D. Czarkowski, and N. Thirunarayan, "A new phase-controlled parallel resonant converter," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 40, no. 6, pp. 542 –552, dec 1993.
- [46] J. Robert W. Messler, Principles Of Welding: Process, Physics, Chemistry and Metallurgy. Wiley-Vch, 2004.
- [47] A. W. Society, Welding Handbook, 8th ed., R. L. O'Brien, Ed., 1991, vol. 2.
- [48] B. Yang and J. Zhang, "Effect and utilization of common source inductance in synchronous rectification," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE, vol. 3, march 2005, pp. 1407 – 1411 Vol. 3.
- [49] C. W. T. McLyman, Transformer and Inductor Design Handbook, fourth edition ed. CRC Press, 2011.
- [50] (2012). [Online]. Available: <http://www.paytongroup.com/>
- [51] M. I. Products, "Snubbers circuits suppress voltage transient spikes in multiple output dc-dc flyback converter power supplies," Nov 2001.
- [52] R. Ridley, Frequency Response Measurements on Switching Power Supplies and Components, Ridley Engineering Europe, France, May 2011.
- [53] K.-B. Park, B.-C. Kim, B.-H. Lee, C.-E. Kim, G.-W. Moon, and M.-J. Youn, "Analysis and design of llc resonant converter considering rectifier voltage oscillation," in Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, sept. 2009, pp. 771 –775.
- [54] Design of Snubbers for Power Circuits. <http://www.cde.com/tech/design.pdf>, July 2009.
- [55] C. Blake, D. Kinzer, and P. Wood, "Synchronous rectifiers versus schottky diodes: a comparison of the losses of a synchronous rectifier versus the losses of a schottky diode rectifier," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual, Feb 1994, pp. 17 –23 vol.1.
- [56] J. Cobos, O. Garcia, J. Sebastian, and J. Uceda, "Active clamp pwm forward converter with self driven synchronous rectification," in Telecommunications Energy Conference, INTELEC '93. 15th International, vol. 2, Sep 1993, pp. 200 –206 vol.2.

-
- [57] O. Garcia, J. Cobos, J. Uceda, and J. Sebastian, "Zero voltage switching in the pwm half bridge topology with complementary control and synchronous rectification," in Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE, vol. 1, Jun 1995, pp. 286–291 vol.1.
- [58] J. Cobos, J. Sebastian, J. Uceda, E. de la Cruz, and J. Gras, "Study of the applicability of self-driven synchronous rectification to resonant topologies," in Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE, Jun-3 jul 1992, pp. 933–940 vol.2.
- [59] Y. Kubota, K. Nishimura, and K. Kobayashi, "Synchronous rectification circuit using a current transformer," in Telecommunications Energy Conference, 2000. INTELEC. Twenty-second International, 2000, pp. 267–273.
- [60] F. Librizzi, "Ac/dc flyback converter with synchronous rectification," in Power Semiconductor Devices and ICs, 2004. Proceedings. ISPSD '04. The 16th International Symposium on, May 2004, pp. 63–66.
- [61] D. Huang, D. Fu, and F. Lee, "High switching frequency, high efficiency cll resonant converter with synchronous rectifier," in Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, Sept. 2009, pp. 804–809.
- [62] S. Microelectronics, "Str30 synchronous rectifier smart driver for flyback," Datasheet, 2004.
- [63] Z. Shafik, M. Masoud, J. Fletcher, S. Finney, and B. Williams, "Efficiency improvement techniques of high current low voltage rectifiers using mosfets," in Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2009 Proceedings of the 44th International, Sept. 2009, pp. 1–7.
- [64] D. Fu, Y. Liu, F. Lee, and M. Xu, "A novel driving scheme for synchronous rectifiers in llc resonant converters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 24, no. 5, pp. 1321–1329, May 2009.
- [65] I. Rectifier, "Ir1168 smartrectifier control ic," Datasheet, Nov 2009.
- [66] A. Lokhandwala, "Design of secondary-side rectification using ir1168 dual smartrectifier control ic," Application Note, 2009.
- [67] D. Incorporated, "Zxgd3103n8 synchronous mosfet controller," Datasheet, July 2010.
- [68] R. Casanueva, F. Azcondo, F. Diaz, and C. Branas, "Flexible power architecture for high quality welding application," PCIM, 2009.
- [69] E. Monmasson, L. Idkhajine, and M. Naouar, "Fpga-based controllers," Industrial Electronics Magazine, IEEE, vol. 5, no. 1, pp. 14–26, march 2011.
- [70] G. O. Z. P. R. T. G. d. R. G. de Castro, A., "Comparison of phase-shifters for multiphase power converters," IETE J., 2011.
- [71] A. D. C. MARTÍN, TESIS DOCTORAL: APLICACIÓN DEL CONTROL DIGITAL BASADO EN HARDWARE ESPECÍFICO PARA CONVERTIDORES DE POTENCIA CONMUTADOS, 2003.
- [72] C. Branas, F. Azcondo, and R. Zane, "Power-mode control of multiphase resonant electronic ballast," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 59, no. 4, pp. 1770–1778, april 2012.

- [73] F. Javier Azcondo, A. de Castro, V. Lopez, and O. Garcia, “Power factor correction without current sensor based on digital current rebuilding,” Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 25, no. 6, pp. 1527 –1536, june 2010.