

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **1 076 362**

21 Número de solicitud: 201130990

51 Int. Cl.:

**B23K 9/00**

(2006.01)

12

SOLICITUD DE MODELO DE UTILIDAD

U

22

Fecha de presentación: **27.09.2011**

71

Solicitante/s:  
**SOLTER SOLDADURA, S.L.**  
**Carretera Nacional 152 - Km.112**  
**17530 Campdevanol, GIRONA, ES**

43

Fecha de publicación de la solicitud: **28.02.2012**

72

Inventor/es:  
**RAFART I MOLAS, JOAN**

74

Agente: **Pons Ariño, Ángel**

54

Título: **CONVERTIDOR DE POTENCIA PARA EQUIPOS DE SOLDADURA POR ARCO ELÉCTRICO**

ES 1 076 362 U

## DESCRIPCIÓN

Convertidor de potencia para equipos de soldadura o corte por arco eléctrico.

### OBJETO DE LA INVENCIÓN

La presente invención pertenece al campo de las máquinas, equipos o herramientas de trabajo de metales, y más concretamente a equipos de soldadura o corte por arco voltaico.

El objeto principal de la presente invención es un convertidor de potencia para equipos de soldadura o corte por arco eléctrico, que destaca fundamentalmente por incorporar una optimizada etapa convertidora de potencia basada en el empleo de un puente completo multinivel, con limitación de tensión y conmutación resonante, que permite emplear transistores de conmutación con una menor tensión de ruptura, y por tanto, reducir el tamaño, peso y coste finales del equipo de soldadura.

### ANTECEDENTES DE LA INVENCIÓN

Actualmente son conocidos en el estado de la técnica diferentes equipos de soldadura y corte, así como las distintas técnicas de soldadura existentes: soldadura o corte por arco eléctrico, soldadura por combustión de gases, soldadura por resistencia y soldadura por rayo láser.

Más concretamente, la soldadura por arco eléctrico, también llamado arco voltaico, está basada en la creación y mantenimiento de un arco eléctrico entre una varilla metálica (electrodo) y la pieza a soldar. Para ello, se induce una diferencia de potencial entre el electrodo y dicha pieza a soldar, de manera que el aire entre ellos se ioniza y se hace conductor, cerrando así el circuito. El calentamiento provocado por el arco eléctrico (aproximadamente 3.500 °C de temperatura) funde parcialmente el material de base, fundiendo asimismo el material agregado o material de aporte, el cual se deposita creando el "cordón de soldadura".

Generalmente el circuito eléctrico interno de un equipo de soldadura o corte por arco eléctrico comprende una etapa de rectificación y/o una etapa de corrección del factor de potencia (PFC) que alimenta la parte del circuito que conmuta a alta frecuencia a una tensión continua, denominada "tensión de BUS". El valor de dicha tensión de BUS puede ser más o menos elevado en función del rango de variación soportable en la tensión de red o en función del ajuste realizado en dicha etapa correctora del factor de potencia.

Más en particular, un equipo de soldadura o corte por arco eléctrico "inverter" emplea generalmente una etapa de conversión de potencia "step-down" mediante un transformador aislador reductor. El stress de voltaje que soportarán los transistores de conmutación está determinado por el valor de tensión máximo que pueda tomar el BUS y la topología de dicha etapa convertidora. Para equipos de soldadura de más de 5 kW, los transistores de conmutación situados en el primario de dicho transformador aislador se configuran con topologías de tipo puente completo o medio puente. En estas topologías el voltaje mínimo que han de ser capaces de soportar los transistores es igual a la tensión de BUS. Asimismo, los equipos de soldadura que trabajan con tensiones de BUS superiores a los 600V requieren etapas de conversión de potencia con transistores de conmutación de un alto voltaje, puesto que el valor de tensión máxima que deberán soportar está relacionado con la tensión BUS.

Por otro lado, son conocidas otras topologías para la etapa convertidora de potencia, tales como: "forward", "flyback", "push-pull", etc., las cuales no son utilizadas para estos niveles de potencia debido a que los transistores de conmutación deben soportar una tensión mucho más elevada a la de BUS.

Por su parte, los transistores de conmutación empleados en la etapa convertidora de potencia pueden ser de tipo MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors), BJT (Bipolar Junction Transistors) o IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), en adelante simplemente transistores. Independientemente de la tecnología empleada, cualquier transistor tiene especificada una tensión máxima de ruptura a partir de la cual no puede bloquear el paso de corriente y entra en conducción por avalancha, dañando irreversiblemente la pastilla de silicio del transistor. Cabe señalar que, generalmente, a mayor tensión de ruptura de los transistores mayores son las pérdidas por conmutación, mayor es la tensión de saturación y mayor es el coste de adquisición de dichos transistores.

En la actualidad, los equipos de soldadura "inverter" alimentados por una red trifásica, utilizan generalmente transistores IGBTs con una tensión de ruptura de 1200V para poder soportar la tensión de BUS existente con suficiente margen para obtener fiabilidad. Sin embargo, dichos transistores IGBTs no presentan una velocidad de conmutación alta, lo que implica que el transformador aislador utilizado para transferir la energía desde el primario al secundario para alimentar el proceso de soldadura debe ser de mayor tamaño; por su parte, la inductancia de filtrado de la corriente de salida del equipo de soldadura incrementará también su tamaño. Además, sus mayores pérdidas, tanto por conmutación como por conducción, hacen que el equipo no sea eficiente energéticamente, con unos rendimientos típicos que rondan el 80 % y alcanzan el 90% en el mejor de los casos si se utilizan estrategias de conmutación resonantes.

En la figura 1A se muestra una topología típica según el estado de la técnica que emplea un puente completo (Pc) para la etapa convertidora de potencia de un equipo de soldadura. En dicha figura 1A se aprecia el uso de condensadores (Cs1-Cs2) electrolíticos que filtran el nivel de tensión proveniente de la salida del rectificador o de una pre-etapa correctora del factor de potencia, unos transistores (Q1-Q4) encargados de convertir el nivel de voltaje DC constante a una tensión AC de alta frecuencia para alimentar el transformador aislador (TR). En paralelo con dichos transistores (Q1-Q4) puede utilizarse una red “snubber” (conjunto formado por resistencia y condensador) para atenuar en la manera de lo posible las pérdidas por conmutación.

Cabe señalar que en todas las etapas convertidoras citadas en el presente documento se ha sustituido el proceso de soldadura/plasma de salida por una fuente constante de corriente (I), para facilitar la comprensión de las mismas.

Por su parte, en la figura 1B, se presenta una solución más interesante a la convencional presentada en la figura 1A. Al igual que en la topología anterior se utiliza un puente completo (Pc) de transistores, que es el que en última instancia ondula la tensión a alta frecuencia para entregársela al primario del transformador aislador (TR). La diferencia principal radica en la utilización de una etapa pre-convertidora (EP) anterior al puente completo (Pc). Esta etapa pre-convertidora (EP) alimenta el puente completo (Pc) con las tensiones presentes en las capacidades de filtro (Cs1, Cs2) de BUS. Al estar éstas en serie, si ambas capacidades (Cs1, Cs2) ven idéntica carga lograrán que el valor de la tensión (CSPLIT) valga exactamente la mitad del presente en BUS; logrando por consiguiente que todos los transistores y rectificadores utilizados puedan tener una tensión de ruptura igual o superior a  $V_{BUS}/2$ . Esta topología necesita dos lazos de control independientes, uno para la etapa pre-convertidora (EP) y otra para el puente completo (Pc); no obstante es conveniente que las conmutaciones de ambas se sincronicen. Un segundo lazo de control es necesario para monitorizar y equilibrar las tensiones presentes en las capacidades (Cs1, Cs2).

Si la estrategia de conmutación del puente completo (Pc), es por modulación del ancho de pulsos (PWM) convencional, existe el riesgo de que se produzca una sobretensión en el momento de recuperación de la energía almacenada en la inductancia de dispersión del arrollamiento primario del transformador. Es por esta razón que debe utilizarse una capacidad (C<sub>ss1</sub>), mostrada en dicha figura 1B, suficientemente grande como para absorber este exceso de energía devuelto por dicha inductancia. Este último efecto se ve minimizado en caso de utilizar estrategias de conmutación resonantes para la segunda etapa convertidora.

Si se analiza la topología de dicha figura 1B, situándose desde las capacidades de filtro (Cs1, Cs2) de BUS, es posible determinar que el conjunto de la etapa pre-convertidora (EP) y la etapa convertidora en puente completo (Pc), se comporta en realidad como un circuito convertidor con topología de “medio puente” con seis elementos de conmutación (Q1-Q6) y dos diodos rectificadores (D1, D2). Aun a pesar de que la segunda etapa convertidora tenga una configuración de puente completo (Pc), los transistores deberán soportar el doble de corriente que en una etapa por puente completo convencional como la mostrada en la figura 1A. Además las capacidades de filtro (Cs1 y Cs2) empleadas deberán ser suficientemente grandes para minimizar el rizado cuando se selecciona alimentar la carga mediante los transistores Q1 o Q6, ver figura 1B.

Resulta por tanto que con la topología mostrada en la figura 1B, se mejora ligeramente el rendimiento del conjunto del convertidor para soldadura, pero únicamente se ha desplazado el problema de tensión para los transistores por un problema de corriente. Los transistores capaces de soportar un mayor valor de corriente también son más lentos, con muchas más pérdidas de conmutación y más costosos, que los transistores con una capacidad de amperaje menor.

En otros sectores diferentes como el ferroviario, las energías renovables, etc., en el que se trabaja con alta tensión (más de 1kV) y unos requisitos de eficiencia elevados, pueden utilizarse componentes de tensión inferior a la presente en el BUS, gracias a la utilización topologías de potencia que utilizan técnicas multi-nivel con puntos de referencia de tensión. Aunque estas técnicas están pensadas principalmente para poder transmitir potencia a la carga de una forma más escalonada que con técnicas de PWM convencional, también es posible utilizarlas para aprovechar la conexión serie de los transistores para que estos no deban soportar toda la tensión de BUS (VBUS).

Mediante la aplicación de técnicas de conversión multi-nivel a la etapa convertidora representada en la figura 1B, puede simplificarse el circuito del convertidor hasta obtener una topología como la mostrada en la figura 1C. Este convertidor utiliza una única rama de tres niveles con un punto central de referencia de tensión (CSPLIT), y un transformador (TR) alimentado desde el punto central (P1) de dicha rama, y el punto de unión (P2) de dos capacidades de filtro (Cs1, Cs2) en serie en la tensión de BUS (VBUS). Desde el transformador (TR) de potencia se ve por tanto una topología de medio puente convencional. Esta topología presenta una eficiencia superior a la presentada en la figura 1B, usando además menos componentes, concretamente, cuatro transistores (Q1 - Q4) y dos diodos rectificadores D1 y D2.

No obstante, dicha topología mostrada en la figura 1C, presenta muchos inconvenientes si se pretendiera utilizar en el sector de la soldadura, ya que topología de medio puente con tres niveles y un punto central de referencia de tensión (CSPLIT), debe disponer de unas capacidades de filtro (Cs1, Cs2) de un valor considerablemente alto si se desea que la tensión de BUS (VBUS) y de referencia (CSPLIT) tengan poca oscilación. Al igual que en la topología mostrada en la figura 1B, se resuelve el problema de tensión elevada, pero se substituye por un problema de corriente elevada. La

tensión de carga de los condensadores que forman la referencia de tensión a un valor de  $V_{BUS}/2$ , CSPLIT en la figura 1C, es muy difícil de controlar y mantener estable, aún más teniendo en cuenta el gran rango de cargas diferentes que debe ser capaz de alimentar una etapa convertora de potencia dedicada al sector de la soldadura/plasma eléctrico.

Con la topología de la figura 1C únicamente se controla una etapa convertora y no dos como se hacía en la presentada en la figura 1B. Por consiguiente, el circuito de control para las conmutaciones de los transistores (Q1 - Q4) debe regular simultáneamente la potencia transferida para el proceso de soldadura y el equilibrio de carga de las capacidades de filtro (Cs1, Cs2). Esta tarea se convierte prácticamente en imposible si además se pretende usar un sistema de control por lazo en modo corriente para el convertor de potencia. Obtener un circuito de control de la etapa inverter, mostrada en la figura 1C, capaz de regular la potencia transferida para el proceso de soldadura y mantener estables las tensiones que deben soportar los transistores de primario, es complicado, costoso y poco fiable.

Por tanto, una topología basada en un circuito equivalente de medio puente no es adecuada para el sector de la soldadura, porque es muy sensible a las variaciones de carga que puedan aparecer en las capacidades de filtro (Cs1, Cs2) si se producen cambios bruscos en los tiempos de conmutación de los transistores. Cabe mencionar por último que los procesos de soldadura deben soportar unos rangos muy amplios de carga con cambios bruscos, que van desde el circuito abierto al cortocircuito en muy poco tiempo.

### DESCRIPCIÓN DE LA INVENCION

Mediante la presente invención se solucionan los inconvenientes anteriormente citados, proporcionando un convertidor de potencia para equipos de soldadura o corte por arco eléctrico, aplicable tanto en convertidores DC/DC como en convertidores DC/AC, mediante el cual es posible emplear transistores de conmutación de menor tensión de ruptura, y por tanto, permitiendo reducir el tamaño, peso y costes finales del equipo de soldadura.

El convertidor de potencia objeto de invención está basado en una configuración de puente completo multi-nivel, que limita la tensión máxima a la que se someten sus semiconductores de conmutación, en adelante simplemente transistores. Dicho puente completo trabaja a una frecuencia de conmutación constante, con conmutación resonante por corriente y/o tensión en un amplio rango de carga de salida y tensión de alimentación de entrada.

Más concretamente, el convertidor de la presente invención destaca por presentar una etapa convertora de potencia cuya etapa de entrada comprende dos ramas de tres niveles, presentando cada rama un punto neutral de limitación de tensión (Neutral Point Clamped), estando dichas ramas conectadas mediante un transformador aislador de potencia dispuesto entre los puntos centrales de ambas ramas.

Emplear un puente completo multi-nivel permite utilizar capacidades de un valor bajo, para generar las tensiones de los diferentes niveles de tensión de referencia, puesto que éstas ya no cumplen ninguna función de potencia como sí lo hacían en otras topologías multi-nivel utilizadas previamente en el estado de la técnica. No obstante, puede ser necesario utilizar una capacidad de filtro de la tensión de BUS,  $V_{BUS}$ , pero esta únicamente tendrá la misión de filtrar el rizado de tensión y no generar ningún nivel de referencia. El valor de tensión de referencia CSPLIT valdrá siempre  $V_{BUS}/2$ , independientemente de las variaciones de carga, retrasos de conmutación de los transistores o funcionamiento de la etapa convertora en sobrecarga.

La estrategia de conmutación utilizada para los transistores está basada en un desplazamiento de fase, siendo los transistores exteriores del puente los que se detienen siempre antes que los interiores. Los diodos entre los transistores interiores del puente y la tensión media de BUS, a la que se ha denominado CSPLIT por partición en dos, posibilitan un camino para la corriente cuando los transistores exteriores se detienen antes que los interiores. Antes de entrar en conducción dichos diodos se produce una transferencia de energía resonante entre la inductancia de dispersión del arrollamiento primario del transformador y la capacidad en paralelo, o circuito snubber, con cada transistor.

Al ser la capacidad utilizada para el circuito snubber relativamente grande para la frecuencia fija de conmutación, es posible afirmar que la transición a OFF de los transistores se produce a cero tensión. Simultáneamente, con la carga de la red snubber del transistor que acaba de detenerse se descarga la red snubber del transistor colocado en la posición inversa del lateral correspondiente del puente, gracias al uso de la capacidad  $C_{ss1}$ , o  $C_{ss2}$ , según el lateral donde se encuentre el transistor en cuestión. Así pues, cuando éste último transistor conmute a ON lo hará también con cero tensión.

Además, de acuerdo con una realización preferente, la etapa convertora de potencia comprende adicionalmente una capacidad y una inductancia con núcleo saturable conectados en serie con el arrollamiento primario del transformador aislador, consiguiendo de esta manera una conmutación a cero tensión, ZVS (Zero Volts Switching), o una conmutación a cero corriente y cero tensión, ZCZVS (Zero Current and Zero Voltage Switching). Esta topología de implementación de red resonante corriente y tensión mediante capacidad de bloqueo e inductancia saturable es la más adecuada para procesos de soldadura. Con dicha topología se obtiene una conmutación de tipo ZVS para los transistores situados en la parte exterior del puente, mientras que para los transistores situados en la parte interior del puente se obtiene una conmutación

del tipo ZCZVS.

Al emplear técnicas de conmutación resonantes y transistores que por sus características de baja tensión y amperaje permiten altas velocidades de conmutación, es posible operar el conversor de potencia a frecuencias elevadas, reduciendo por consiguiente el tamaño de los componentes inductivos, minimizando además las pérdidas por conmutación. A este respecto, cabe mencionar que los transistores de potencia de menor tensión de ruptura y bajo amperaje son mucho más comunes en el mercado, por consiguiente su valor de compra es notablemente inferior y la capacidad de aprovisionamiento es más fácil.

Preferentemente, en la configuración de puente completo de tres niveles para cada una de las ramas del puente completo es posible utilizar un sistema de regulación y control que prescinda de sistemas de estabilización o balanceo para las tensiones de referencia utilizadas para limitar la máxima tensión presente en los transistores de potencia.

Asimismo, se ha previsto que la etapa conversora de potencia aquí descrita, pueda combinarse con un transformador de potencia de uno o varios arrollamientos en su terminal secundario, permitiendo que la etapa de salida pueda comprender circuitos de rectificación de diferente configuración, ya sea un circuito rectificador de medio puente con dos diodos rectificadores; un circuito rectificador en configuración de puente de "Graetz" que emplea cuatro diodos rectificadores; o un circuito rectificador con dos diodos en configuración "doblador de corriente" que emplea un transformador de un único arrollamiento secundario, y dos inductancias. Además, se ha previsto que dicha etapa de salida comprenda adicionalmente una etapa inversora para una salida AC.

Por otra parte, en caso de que se desee alimentar el equipo de soldadura desde una red trifásica con un rango de variación amplio y que requiera de una pre-etapa correctora de potencia, es posible obtener tensiones de BUS entre los 800 y los 1000V. Ante esta situación es posible emplear un puente completo multi-nivel resonante con "n" niveles, donde "n" determina la máxima tensión que deben soportar los transistores, siendo dicha tensión igual a  $BUS/n$ .

Para la construcción de un puente completo multinivel es necesario emplear "n" capacidades para generar "n-1" puntos de tensión de referencia. Asimismo se necesitarán  $(n-1)/2$  diodos rectificadores polarizadores de la tensión de referencia para cada uno de las ramas del puente completo. En paralelo con cada pareja de diodos rectificadores es necesario emplear una capacidad flotante "C<sub>ssx</sub>" necesaria para la correcta conmutación resonante por tensión. Finalmente es necesario emplear "n" parejas de transistores de conmutación, ya sean transistores tipo BJT, MOSFET o IGBT, siendo preferentemente IGBT.

Por otro lado, se ha previsto que con objeto de mejorar la resonancia ante condiciones de muy baja carga de salida del convertidor, pueda modificarse el valor de la inductancia de magnetización conectada al arrollamiento primario del transformador. De esta manera, se incrementan ligeramente las pérdidas en vacío del transformador, pero se disminuyen considerablemente las de conmutación de los transistores ante esta situación límite.

Asimismo, con objeto de mantener la resonancia ante condiciones de muy poco tiempo de transferencia de energía al transformador, y evitar conmutaciones bruscas o parcialmente no resonantes, se ha previsto que la red "snubber" conectada en paralelo con cada transistor sea del tipo RC, en vez de únicamente C, como debería ser propia para cualquier topología de potencia resonante. Esto es así para atenuar el efecto de carga y descarga de la capacidad de la red snubber sobre el transistor cuando la conmutación no es completamente resonante. De esta manera, la conmutación a ON de los transistores se produce de forma más suave, concretamente del orden de cinco veces más lenta que la utilizada en una etapa de potencia con conmutación PWM convencional. Conmutar a ON los transistores de forma lenta reduce considerablemente los efectos nocivos por derivada de tensión en los otros transistores del puente completo multi-nivel. Además, cabe señalar que al emplear conmutación resonante no se incrementan las pérdidas por conmutación.

Preferentemente se ha previsto el empleo de tensiones de ataque a las puertas de los transistores, positivas y negativas, para ampliar el margen de histéresis de las señales de ignición y parada de los transistores.

Asimismo se ha previsto el empleo de un circuito de control de tiempos muertos y orden de conmutación que permita minimizar las pérdidas ante situaciones límite de carga. Dicho circuito de control integra una estrategia de limitación de potencia/corriente máxima para protección frente sobrecargas o anomalías que garantiza la simetría entre los tiempos de conmutación de los diferentes transistores de conmutación que conforman el puente, para garantizar el balanceo del flujo magnético en el transformador y la reposición de los niveles de tensión presentes en los transistores y las capacidades flotantes en bornes de los pares de diodos. Dicho sistema de protección actúa en dos fases:

a) una primera fase "suave", que actúa de forma continuada cuando se produce una anomalía o sobrecarga, y que reduce el valor resultante del lazo de regulación de forma lenta y progresiva. Asegurando que el producto "Voltios por Segundos" se mantiene constante en ambos sentidos de polarización del primario del transformador, evitando así cualquier posibilidad de desbalanceo en el flujo magnético del transformador, y respetando el orden de conmutación de los transistores,

b) una segunda fase "grave", que actúa cuando la primera fase no ha sido capaz de corregir la anomalía y los transistores de potencia alcanzan unos valores de intensidad de pico excesivos. Esta segunda fase detiene todos los transistores de conmutación respetando el orden de parada establecido para garantizar que las tensiones en dichos transistores no exceden los niveles establecidos por los niveles de tensión de referencia. Esta segunda fase requiere de un proceso de rearme lento y de un tiempo de parada preestablecido que permita a la red resistiva auxiliar asegurar que todos los niveles de tensión del convertidor se encuentran en el rango preestablecido.

No obstante, la anterior topología presenta el problema de que las tensiones de ataque a las puertas de los transistores se encuentran flotando respecto a la tensión negativa de entrada rectificada GND. Para solventar este problema, la opción más viable para atacar los transistores es el uso de un transformador de disparo.

Por tanto, mediante el convertidor de potencia de la presente invención se optimiza considerablemente la eficiencia de los equipos de soldadura o corte por arco eléctrico, mediante el empleo de estrategias de conmutación resonantes por corriente y/o tensión; a la vez que permite utilizar transistores de una menor tensión a la existente en el BUS DC, con mejores características de conmutación y conducción. Además, el tamaño, peso y costes del equipo de soldadura se ven notablemente mejorados.

## DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

Para complementar la descripción que se está realizando y con objeto de ayudar a una mejor comprensión de las características de la invención, de acuerdo con un ejemplo preferente de realización práctica de la misma, se acompaña como parte integrante de dicha descripción, un juego de dibujos en donde con carácter ilustrativo y no limitativo, se ha representado lo siguiente:

Figura 1A.- Muestra una topología para la etapa conversora de potencia de un equipo de soldadura con configuración de puente completo, según el estado de la técnica.

Figura 1B.- Muestra otra topología según el estado de la técnica, en la que la etapa conversora de potencia dispone de una etapa pre-conversora anterior al puente completo.

Figura 1C.- Muestra otra topología más, según el estado de la técnica, donde la etapa conversora presenta una configuración multi-nivel de una única rama, en configuración de medio puente.

Figura 2.- Muestra una topología para la etapa conversora de potencia objeto de invención, con un circuito de rectificación de la etapa de salida en medio puente.

Figura 3.- Muestra el convertidor de potencia de la figura 2, que incorpora un condensador y una inductancia saturable conectadas en serie con el primario del transformador, para una conmutación de los transistores a cero tensión y/o corriente (ZVS, ZCS).

Figura 4.- Muestra el convertidor de potencia de la figura 3, en el que se aprecia un circuito de rectificación de la etapa de salida en configuración de puente de "Graetz".

Figura 5.- Muestra el convertidor de potencia de la figura 3, que incorpora un circuito de rectificación en configuración de "doblador de corriente".

## REALIZACIÓN PREFERENTE DE LA INVENCION

Se describe a continuación un ejemplo de realización preferente haciendo mención a las figuras anteriormente citadas, sin que ello limite en modo alguno el ámbito de la presente invención.

El convertidor de potencia aquí descrito es de aplicación en cualquier equipo de soldadura o corte por arco eléctrico, que deba trabajar con una alta tensión de entrada (VBUS). Dicha tensión de entrada (VBUS) está presente cuando la tensión de red rectificada esté próxima a los límites de ruptura de los transistores utilizados en el circuito; o bien, cuando se emplea una pre-etapa de corrección de factor de potencia (PFC) que pueda elevar dicha tensión de entrada (VBUS) a un valor próximo al valor de ruptura por tensión de los transistores.

De acuerdo con una realización preferente mostrada en la figura 2, el convertidor de potencia comprende una etapa conversora de potencia (1) constituida por una etapa de entrada (10) conectada al primario de un transformador (30) aislador, y una etapa de salida (20) que dispone de un circuito de rectificación conectado al secundario del transformador (30), destacando fundamentalmente porque dicha etapa de entrada (10) comprende dos ramas (100, 200) de tres niveles, presentando cada rama (100, 200) un punto neutral de limitación de tensión cuya ubicación en el circuito eléctrico varía en cada momento cuando los transistores empiezan a conmutar, y estando dichas ramas (100, 200) conectadas mediante el transformador (30) aislador a través de los puntos centrales (T1, T2) de dichas ramas (100, 200).

Más concretamente, tal y como se representa en las figuras 2 a 5, la etapa de entrada (10) comprende:

- una fuente de alimentación DC (11) que dispone de un terminal positivo (VBUS) y un terminal negativo (GND), y que proviene de su conexión con una pre-etapa de rectificación y/o una etapa de corrección de factor de potencia,

- al menos un primer par de transistores (12A) de conmutación conectados en serie, estando dicho par de transistores (12A) conectado a su vez entre el terminal positivo (VBUS) de la fuente DC (11) y el primer terminal del primario del transformador (30),

- al menos un segundo par de transistores (12B) de conmutación conectados en serie, estando dicho par de transistores (12B) conectado a su vez entre el terminal positivo (VBUS) de la fuente DC (11) y el segundo terminal del primario del transformador (30),

- al menos un tercer par de transistores (12C) de conmutación conectados en serie, estando dicho par de transistores (12C) conectado a su vez entre el terminal negativo (GND) de la fuente DC (11) y el primer terminal del primario del transformador (30),

- al menos un cuarto par de transistores (12D) de conmutación conectados en serie, estando dicho par de transistores (12D) conectado a su vez entre el terminal negativo (GND) de la fuente DC (11) y el segundo terminal del primario del transformador (30),

- al menos un par de condensadores (13A, 13B) conectados en serie, estando dicho par conectado entre el terminal positivo (VBUS) y negativo (GND) de la fuente DC (11), generando entre ambos condensadores (13A, 13B) un punto de referencia de tensión media (CSPLIT),

- al menos un primer par de diodos (14) dispuestos en serie, donde el cátodo resultante de dicho par de diodos (14) se encuentra conectado a la unión del segundo par de transistores (12B) y el ánodo se encuentra conectado a la unión del cuarto par de transistores (12D), y donde el punto central de dicho par de diodos (14) está conectado al punto de referencia de tensión media (CSPLIT),

- al menos un segundo par de diodos (15) dispuestos en serie, donde el cátodo resultante de dicho par de diodos (15) se encuentra conectado a la unión del primer par de transistores (12A) y el ánodo se encuentra conectado al tercer par de transistores (12D), y donde el punto central de dicho par de diodos (15) está conectado al punto de referencia de tensión media (CSPLIT),

- al menos un primer condensador flotante (16) conectado entre los extremos del primer par de diodos (14), que permite obtener una conmutación a cero tensión (ZVS) en el segundo y cuarto par de transistores (12B, 12D), y

- al menos un segundo condensador flotante (17) conectado entre los extremos del segundo par de diodos (15), que permite obtener una conmutación a cero tensión (ZVS) en el primer y tercer par de transistores (12A, 12C).

Asimismo, de acuerdo con otra realización preferente no representada, se ha previsto que la etapa de entrada (10) comprenda adicionalmente una capacidad conectada en serie con el primario del transformador (30) para asegurar el balanceo de flujo tensión-tiempo en caso de emplear un lazo de control en modo tensión.

Por otro lado, referente al circuito de rectificación existente en la etapa de salida (20), dicho circuito de rectificación puede presentar diferentes configuraciones. En las figuras 2 y 3 se puede apreciar un circuito de rectificación en configuración de medio puente (21) con dos diodos rectificadores, donde el terminal secundario del transformador (30) comprende dos bobinados inversos de salida, que generan una tensión central de referencia.

Por su parte, en la figura 4 se representa un circuito rectificador en configuración de puente de "Graetz" (22), que emplea cuatro diodos rectificadores. Finalmente en la figura 5 se muestra un circuito rectificador con dos diodos en configuración "doblador de corriente" (23) que emplea un transformador (30) de un único arrollamiento secundario, y dos inductancias. Dichos circuitos de rectificación mostrados en las figuras 4 y 5 se encuentran conectados al terminal secundario del transformador (30) el cual comprende en este caso un único bobinado de salida.

Por otra parte, tal y como se puede apreciar en las figuras 3 a 5, la etapa de entrada (10) de la etapa convertidora de potencia (1) comprende adicionalmente un condensador (18) y una inductancia saturable (19) conectadas en serie con el primario del transformador (30), los cuales permiten obtener una conmutación de los transistores (12A, 12B, 12C, 12D) a cero tensión y/o corriente (ZVS, ZCS).

Por tanto, mediante el convertidor de potencia aquí descrito se consigue reducir la corriente que deben soportar los transistores al no utilizar ningún circuito equivalente con forma de medio puente, y no necesita de ningún sistema de control o equilibrado de tensiones de referencia para garantizar los valores máximos que deban soportar los transistores. Por tanto, dicho convertidor permite emplear transistores de tensiones de ruptura mucho más bajas que las de tensión de BUS (VBUS), con niveles de amperaje similares a los obtenidos con una topología de conversión como la mostrada en la figura 1A, y con mayor simplicidad en el circuito de control que la topología mostrada en la figura 1C. Mediante la etapa

conversora de potencia de la presente invención se consigue una eficiencia energética que llega a superar el 96% frente al 80-85% obtenido por una topología de puente completo convencional conmutado por PWM como el mostrado en la figura 1A.



## REIVINDICACIONES

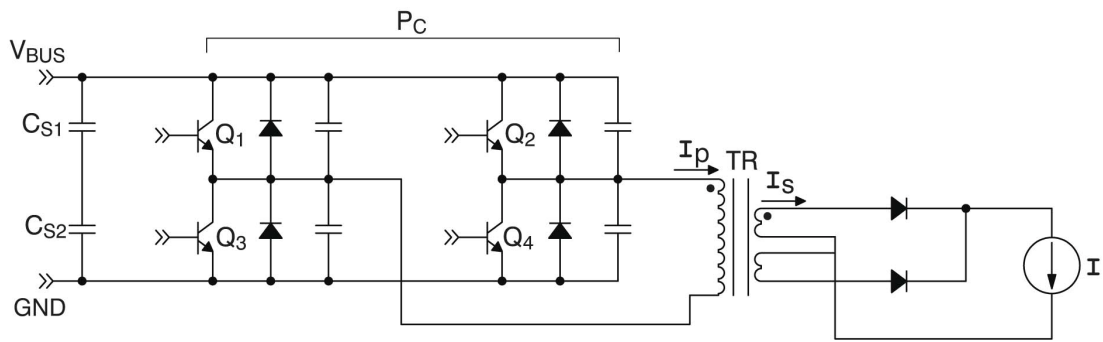
- 1.- Convertidor de potencia para equipos de soldadura por arco eléctrico, que comprende una etapa convertidora de potencia (1) constituida por una etapa de entrada (10) conectada al primario de un transformador (30) aislador, y una etapa de salida (20) que dispone de un circuito de rectificación conectado al secundario del transformador (30),  
5 **caracterizado porque** la etapa de entrada (10) comprende dos ramas (100, 200) de tres niveles, presentando cada rama (100, 200) un punto neutral de limitación de tensión, y estando dichas ramas (100, 200) conectadas mediante el transformador (30) aislador a través de los puntos centrales (T1, T2) de dichas ramas (100, 200).
- 2.- Convertidor de potencia para equipos de soldadura por arco eléctrico, de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado porque la etapa de entrada (10) comprende:  
10
  - una fuente de alimentación DC (11) que dispone de un terminal positivo (VBUS) y un terminal negativo (GND), y que proviene de su conexión con una pre-etapa de rectificación y/o una etapa de corrección de factor de potencia,
  - al menos un primer par de transistores (12A) de conmutación conectados en serie, estando dicho par de transistores (12A) conectado a su vez entre el terminal positivo (VBUS) de la fuente DC (11) y el primer terminal del primario del transformador (30),  
15
  - al menos un segundo par de transistores (12B) de conmutación conectados en serie, estando dicho par de transistores (12B) conectado a su vez entre el terminal positivo (VBUS) de la fuente DC (11) y el segundo terminal del primario del transformador (30),  
20
  - al menos un tercer par de transistores (12C) de conmutación conectados en serie, estando dicho par de transistores (12C) conectado a su vez entre el terminal negativo (GND) de la fuente DC (11) y el primer terminal del primario del transformador (30),  
25
  - al menos un cuarto par de transistores (12D) de conmutación conectados en serie, estando dicho par de transistores (12D) conectado a su vez entre el terminal negativo (GND) de la fuente DC (11) y el segundo terminal del primario del transformador (30),  
30
  - al menos un par de condensadores (13A, 13B) conectados en serie, estando dicho par conectado entre el terminal positivo (VBUS) y negativo (GND) de la fuente DC (11), generando entre ambos condensadores (13A, 13B) un punto de referencia de tensión media (CSPLIT),  
35
  - al menos un primer par de diodos (14) dispuestos en serie, donde el cátodo resultante de dicho par de diodos (14) se encuentra conectado a la unión del segundo par de transistores (12B) y el ánodo se encuentra conectado a la unión del cuarto par de transistores (12D), y donde el punto central de dicho par de diodos (14) está conectado al punto de referencia de tensión media (CSPLIT),  
40
  - al menos un segundo par de diodos (15) dispuestos en serie, donde el cátodo resultante de dicho par de diodos (15) se encuentra conectado a la unión del primer par de transistores (12A) y el ánodo se encuentra conectado al tercer par de transistores (12D), y donde el punto central de dicho par de diodos (15) está conectado al punto de referencia de tensión media (CSPLIT),  
45
  - al menos un primer condensador flotante (16) conectado entre los extremos del primer par de diodos (14), que permite obtener una conmutación a cero tensión (ZVS) en el segundo y cuarto par de transistores (12B, 12D), y
  - al menos un segundo condensador flotante (17) conectado entre los extremos del segundo par de diodos (15), que permite obtener una conmutación a cero tensión (ZVS) en el primer y tercer par de transistores (12A, 12C).
- 3.- Convertidor de potencia para equipos de soldadura por arco eléctrico, de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado porque la etapa de salida (20) comprende un circuito de rectificación seleccionado entre:  
40
  - un circuito de rectificación en configuración de medio puente (21) con dos diodos rectificadores,
  - un circuito rectificador en configuración de puente de "Graetz" (22), y
  - un circuito rectificador con dos diodos en configuración "doblador de corriente" (23).
- 4.- Convertidor de potencia para equipos de soldadura por arco eléctrico, de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 ó 3, caracterizado porque la etapa de salida (20) comprende adicionalmente una etapa inversora para una salida AC.  
45
- 5.- Convertidor de potencia para equipos de soldadura por arco eléctrico, de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado porque el terminal secundario del transformador (30) aislador comprende dos bobinados inversos de salida,

que generan una tensión central de referencia.

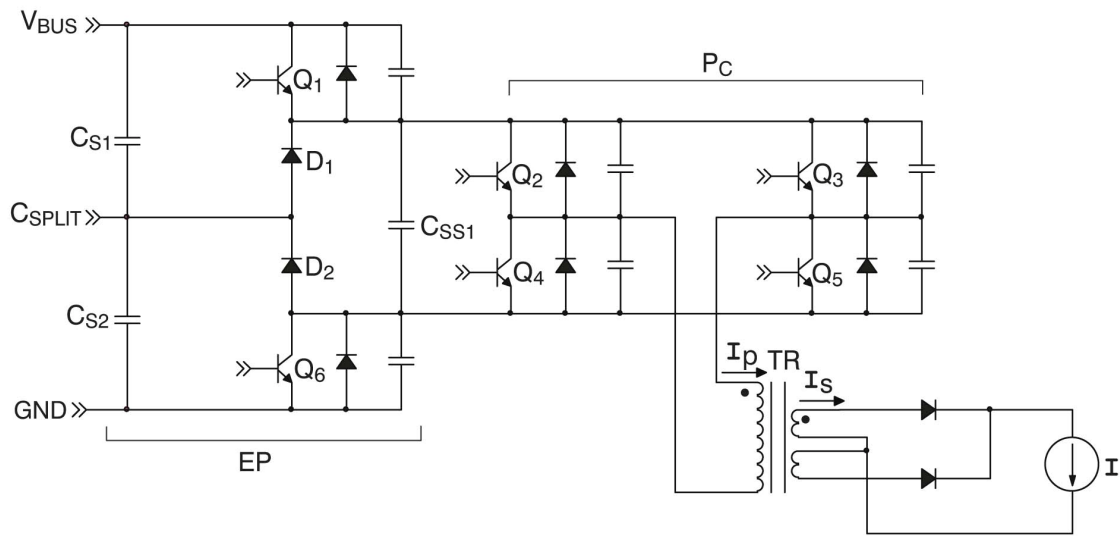
6.- Convertidor de potencia para equipos de soldadura por arco eléctrico, de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado porque el terminal secundario del transformador (30) aislador comprende un único bobinado de salida.

5 7.- Convertidor de potencia para equipos de soldadura por arco eléctrico, de acuerdo con la reivindicación 2, caracterizado porque la etapa de entrada (10) comprende adicionalmente una capacidad conectada en serie con el primario del transformador (30) para asegurar el balanceo de flujo tensión-tiempo en caso de emplear un lazo de control en modo tensión.

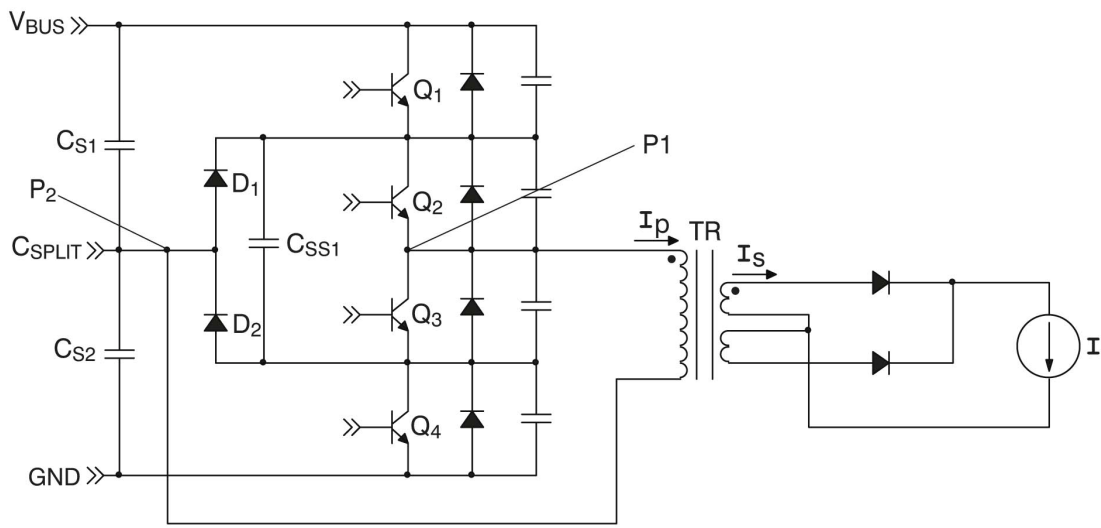
10 8.- Convertidor de potencia para equipos de soldadura por arco eléctrico, de acuerdo con la reivindicación 2, caracterizado porque la etapa de entrada (10) comprende adicionalmente un condensador (18) y una inductancia saturable (19) conectadas en serie con el primario del transformador (30), los cuales permiten obtener una conmutación de los transistores (12A, 12B, 12C, 12D) a cero tensión y/o corriente (ZVS, ZCS).



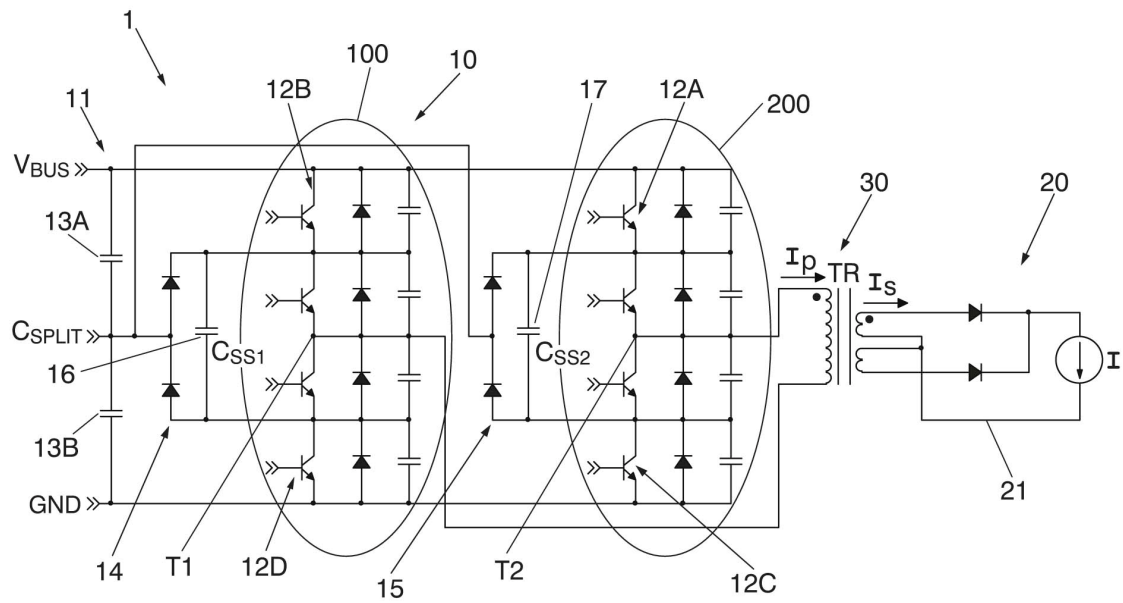
**FIG. 1A**



**FIG. 1B**



**FIG. 1C**



**FIG. 2**

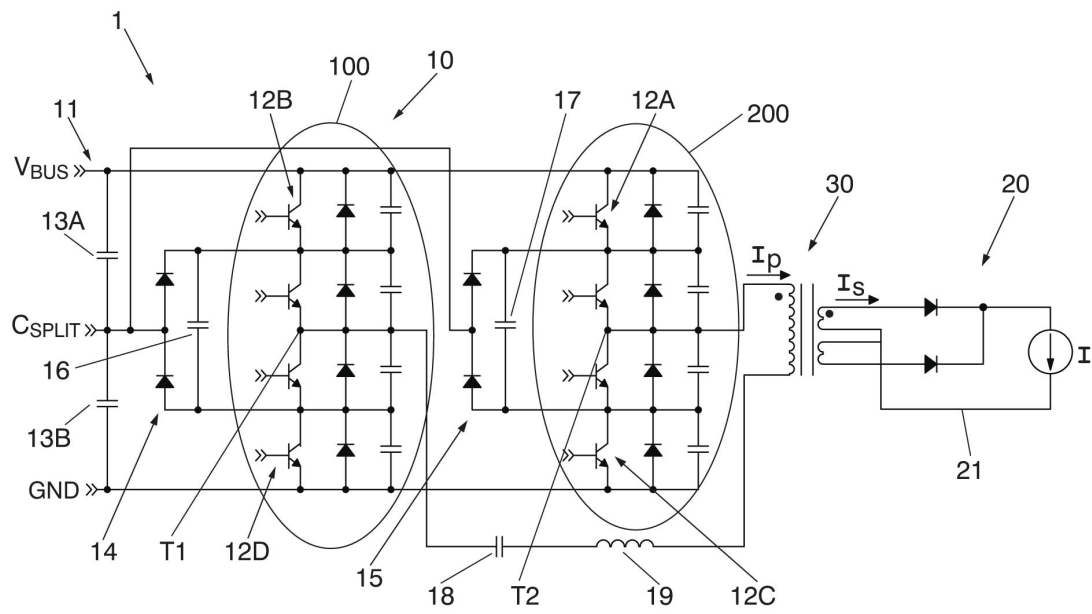


FIG. 3

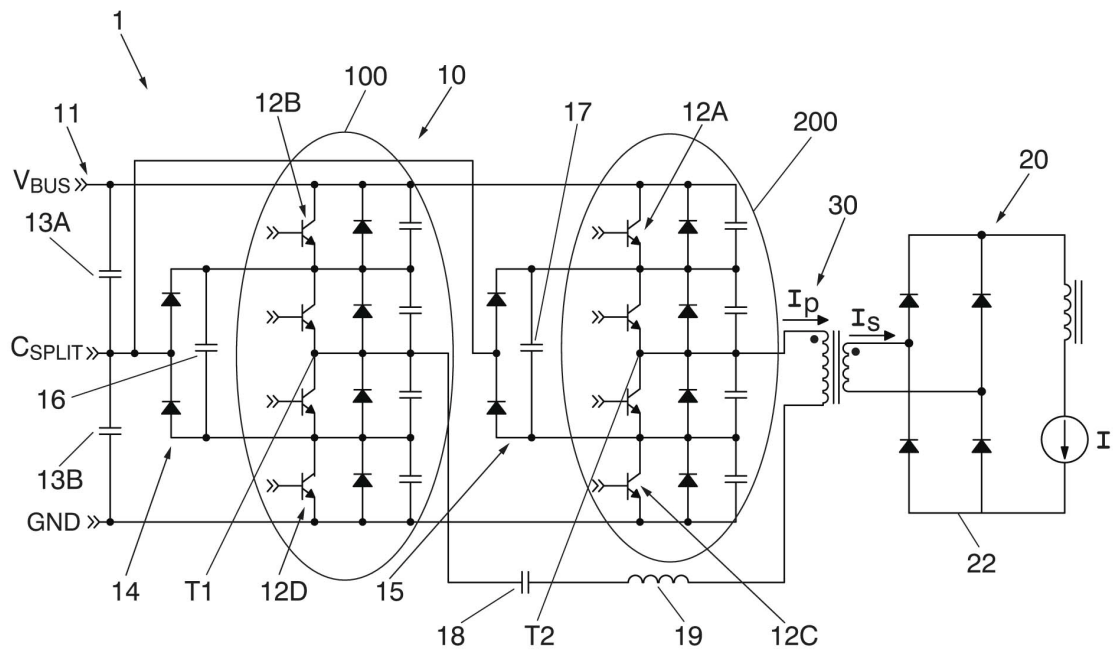


FIG. 4



