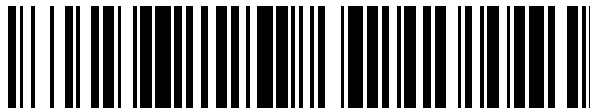


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 777 653**

51 Int. Cl.:

B23K 9/10 (2006.01)

H02M 3/28 (2006.01)

H02M 3/335 (2006.01)

B23K 9/09 (2006.01)

H02M 3/24 (2006.01)

H02M 3/158 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **05.12.2016 PCT/IB2016/057363**

87 Fecha y número de publicación internacional: **22.06.2017 WO17103730**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **05.12.2016 E 16809186 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **05.02.2020 EP 3389911**

54 Título: **Fuente de alimentación de soldadura con característica de voltaje prolongado**

30 Prioridad:

14.12.2015 WO PCT/IB2015/059601

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:

05.08.2020

73 Titular/es:

**ESAB AB (100.0%)
Box 8004, Lindholmsallén 9
402 77 Göteborg, SE**

72 Inventor/es:

MNICH, ANDRZEJ

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 777 653 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Fuente de alimentación de soldadura con característica de voltaje prolongado

Campo técnico

5 Las presentes realizaciones están relacionadas con fuentes de alimentación para proporcionar potencia del tipo de soldadura, es decir, la potencia utilizada, en general, para soldar, cortar o calentar.

Antecedentes

10 En los aparatos de soldadura, las fuentes de alimentación están configuradas a menudo para suministrar una salida de voltaje constante, al tiempo que cubren un cierto intervalo de corriente de salida. La característica de volt-amp de salida estática puede incluir una línea horizontal que representa un voltaje constante y una línea vertical, correspondiente al límite de corriente. Además, las fuentes de alimentación de soldadura, en particular, las fuentes de alimentación en modo conmutado tienen ciertos requisitos, impuestos por la física del proceso de soldadura. En vez de suministrar unas características de corriente-voltaje en forma de una línea horizontal y vertical, las fuentes de alimentación de soldadura pueden ser más útiles si son capaces de cubrir el intervalo desde casi cero hasta un voltaje máximo y desde casi cero hasta una corriente máxima. En otras palabras, una fuente de alimentación de soldadura puede seleccionar como objetivo cubrir todo el plano rectangular sobre la característica de volt-amp de salida.

15 En particular, en funcionamiento, puede que no sea necesario que el voltaje máximo y la corriente máxima se suministren en el mismo momento. El sistema de control de una fuente de alimentación de soldadura puede, por ejemplo, limitar el voltaje de salida a corriente alta y limitar la corriente de salida a voltaje alto. El sistema de control puede estar configurado para generar una limitación de potencia, que tiene una forma tal como una hipérbola, u otras limitaciones de corriente-voltaje complejas, creadas por los circuitos de control de realimentación y anticipación. Estas limitaciones en el control están simplemente superpuestas sobre límites definidos por la relación invariable del transformador. Si se selecciona como objetivo para una aplicación dada cubrir el voltaje alto a corriente baja, esto conduce a una relación del transformador baja, al tiempo que la conversión de potencia puede ser ineficaz a grandes corrientes donde no se necesita un voltaje alto. Estas consideraciones pueden disminuir la eficacia del diseño de la fuente de alimentación, especialmente en el caso de soldadura mediante electrodos celulósicos. La soldadura usando electrodos celulósicos conlleva una corriente muy alta en cortocircuito y una prolongación larga del arco eléctrico, conllevando así un voltaje alto a corrientes bajas o moderadas.

20 Cualquier solución que proporcione múltiples fuentes de alimentación para tratar los problemas antes mencionados de proporcionar un intervalo de salida seleccionado como objetivo de voltaje y corriente se ha de comparar, desde un punto de vista práctico, con un enfoque sencillo, donde la característica de voltaje-amperio de salida está limitada justamente por un sistema de control. En general, no hay ninguna conclusión obvia sobre si los diseños que tienen dos fuentes de alimentación son económicamente más o menos eficaces que una solución que tiene las limitaciones de corriente-voltaje impuestas por un sistema de control. La mejor elección puede depender de una solución o aplicación particular y de la relación entre el punto de funcionamiento de la corriente de régimen y el margen de voltaje en la zona de corriente baja.

25 Un transformador de soldadura que funciona bajo condiciones de Conmutación a voltaje cero, ZVS, y de Conmutación a corriente cero, ZCS, se describe en el documento JP2005103569.

La presente invención se proporciona con respecto a estas y otras consideraciones.

Breve compendio

30 La invención está definida por las características de la reivindicación 1 de dispositivo y la reivindicación 4 de método correspondiente. Las reivindicaciones dependientes enumeran realizaciones ventajosas de la invención. En una realización a modo de ejemplo, se describe un aparato para proporcionar potencia de soldadura. El aparato puede incluir un convertidor de potencia de corriente continua a corriente continua (CC-CC). El convertidor CC-CC puede comprender un convertidor de corriente continua a corriente alterna (CC-CA) para proporcionar a la salida una corriente primaria y una etapa transformadora. La etapa transformadora puede incluir al menos un transformador de potencia para recibir la corriente primaria desde el convertidor de potencia CC-CA en un lado primario de la etapa transformadora y para proporcionar a la salida un primer voltaje a través de un primer conjunto de arrollamientos secundarios dispuestos en un lado secundario de la etapa transformadora. El primer conjunto de arrollamientos secundarios puede proporcionar a la salida la corriente para el primer rectificador, que convierte corriente alterna en corriente continua. El aparato puede incluir además un conjunto auxiliar de arrollamientos secundarios dispuestos en el lado secundario para proporcionar a la salida un segundo voltaje; un rectificador auxiliar y un par de conmutadores activos dispuestos en el lado secundario para recibir el segundo voltaje desde el conjunto auxiliar de arrollamientos secundarios.

55 En una realización adicional a modo de ejemplo, un aparato para proporcionar potencia de soldadura puede incluir un convertidor principal de potencia CC-CC, donde el convertidor principal de potencia tiene una primera salida. El

aparato puede incluir también un transformador principal de potencia acoplado para recibir la primera salida en los arrollamientos primarios principales del transformador principal de potencia, y para generar una salida principal de potencia a través de los arrollamientos secundarios principales del transformador principal de potencia y además a través del rectificador principal de salida. El aparato puede incluir además un convertidor auxiliar de potencia CC-CC, donde el convertidor auxiliar de potencia CC-CA tiene una segunda salida, y un transformador auxiliar de potencia acoplado para recibir la segunda salida en los arrollamientos primarios auxiliares del transformador auxiliar de potencia, y para generar una salida auxiliar de potencia a través de los arrollamientos secundarios auxiliares del transformador auxiliar de potencia y además a través de los rectificadores auxiliar y principal de salida. Las salidas de los rectificadores pueden estar conectadas eléctricamente en serie. El convertidor principal de potencia CC-CC y el convertidor auxiliar de potencia CC-CC pueden ser un convertidor directo de dos conmutadores u otro convertidor de potencia que funciona con un ciclo limitado de trabajo de señal PWM y, entonces, los rectificadores de salida pueden estar conectados en paralelo.

En otra realización a modo de ejemplo, un método para controlar la potencia de soldadura puede incluir enviar unas señales moduladas en anchura de pulso (PWM) primera y segunda a un convertidor de potencia CC-CA, para proporcionar a la salida una corriente primaria en un lado primario de una etapa transformadora principal de potencia. El método puede incluir además medir la corriente primaria, la corriente secundaria, diversas corrientes en circuitos secundarios independientes, las combinaciones y derivados de las mediciones de corriente antes mencionadas o la corriente de referencia desde el bucle de realimentación interno, para generar un valor de corriente detectado; y cuando el valor de corriente detectado está por debajo de un cierto primer valor umbral, activar un primer conmutador secundario dispuesto en un lado secundario de la etapa transformadora principal de potencia usando una tercera y una cuarta señal PWM, respectivamente. El método puede incluir además la modulación de una tercera y una cuarta señal PWM por el principio de modulación de flancos anteriores, en el que se retarda el flanco anterior y el retardo disminuye desde el máximo, en el primer valor umbral de la corriente detectada, hasta cero, en otro segundo valor umbral de la corriente detectada.

En otra realización a modo de ejemplo, un método para controlar la potencia de soldadura puede incluir enviar señales PWM a un convertidor de potencia CC-CA directo de dos conmutadores o a otro convertidor de potencia que funciona con el ciclo máximo de trabajo limitado para proporcionar a la salida una corriente primaria en un lado primario de una etapa transformadora principal de potencia. El método puede incluir además medir la corriente primaria, la corriente secundaria, diversas corrientes en circuitos secundarios independientes, las combinaciones y derivados de las mediciones de corriente antes mencionadas o la corriente de referencia desde el bucle de realimentación interno, para generar un valor de corriente detectado; y cuando el valor de corriente detectado está por debajo de un primer valor umbral, activar el segundo convertidor de potencia CC-CA directo de dos conmutadores u otro convertidor de potencia que funciona con el ciclo máximo de trabajo limitado para proporcionar a la salida una corriente primaria en un lado primario de una etapa transformadora auxiliar de potencia usando otro conjunto de señales PWM.

El método puede incluir además la modulación del control PWM del segundo convertidor CC-CA por el principio de modulación de flancos anteriores y posteriores de modo que se retarda el flanco anterior y el retardo disminuye desde el máximo, en el primer valor umbral de la corriente detectada, hasta cero, en otro segundo valor umbral de la corriente detectada.

40 **Descripción de las figuras**

La figura 1 representa un diagrama de circuito de una salida de característica máxima de voltaje-corriente a modo de ejemplo por realizaciones de la invención.

La figura 2 y la figura 3 representan los diagramas de tiempo del voltaje de salida de realizaciones diferentes de la invención.

45 La figura 4 representa un diagrama de circuito de un aparato a modo de ejemplo.

La figura 5 representa un diagrama de circuito de otro aparato a modo de ejemplo.

La figura 6 representa un diagrama de circuito de otro aparato a modo de ejemplo.

Las figuras 7-18 representan unos diagramas de circuito de sistemas a modo de ejemplo según las realizaciones diferentes de la invención.

50 La figura 19 representa los límites del intervalo de voltaje-corriente de una fuente de alimentación.

La figura 20A muestra un diagrama de bloques y la figura 20B representa un diagrama de circuito de un aparato a modo de ejemplo según las realizaciones de la invención.

Las figuras 21A-21C representan unos diagramas de temporización del voltaje de salida en diferentes voltajes de salida según las realizaciones de la invención.

La figura 22 representa unos diagramas de temporización de modificación de la detección de corriente según las realizaciones de la invención.

La figura 23A y la figura 23B representan un diagrama de circuito de un controlador PWM según las realizaciones de la invención.

- 5 La figura 23C ilustra un circuito de alimentación y un circuito de control según una realización alternativa de la invención.

La figura 24 representa unos diagramas de temporización que ilustran un método de funcionamiento de un control PWM según las realizaciones de la invención.

Descripción de las realizaciones

- 10 Las presentes realizaciones proporcionan mejoras sobre los aparatos conocidos que se usan para proporcionar potencia del tipo de soldadura, que se pueden denominar en esta memoria "aparatos de soldadura". De acuerdo con diversas realizaciones, las fuentes de alimentación de soldadura están provistas de características de voltaje prolongado.

15 En diversas realizaciones, se prevé un convertidor de potencia CC-CC (o convertidor de potencia) basándose en una topología de puente completo o equivalente (tal como de medio puente, de tres niveles, directo de dos conmutadores dobles). En diversas realizaciones, el convertidor de potencia puede estar equipado con conmutadores activos en el lado secundario del convertidor, donde los conmutadores activos introducen voltaje adicional en un circuito de salida, generándose el voltaje adicional desde arrollamientos adicionales, del mismo transformador o desde un transformador adicional. En algunas realizaciones, el transformador adicional está
20 conectado al mismo convertidor de voltaje. En diversas realizaciones adicionales, un convertidor principal de potencia es un convertidor directo de dos conmutadores u otro convertidor de potencia que funciona con el ciclo de trabajo PWM máximo limitado. Se proporciona voltaje prolongado mediante la aplicación de un convertidor adicional de potencia baja, que funciona en temporización de fases opuestas con respecto al convertidor principal. El convertidor auxiliar de potencia es un convertidor directo de dos conmutadores u otro convertidor de potencia que funciona con el ciclo de trabajo PWM máximo limitado. Como ejemplo, un convertidor auxiliar de potencia puede estar configurado para recibir un conjunto de señales PWM que tienen una primera fase, y el convertidor principal de potencia está configurado para recibir un conjunto de señales PWM que tienen una segunda fase, opuesta a la primera fase.

25 Diversas realizaciones de la invención pueden funcionar usando un mismo principio de control general. En particular, el convertidor principal y sus conmutadores pueden funcionar con un control de modulación en anchura de pulso (PWM), en particular, la modulación del flanco posterior del pulso activo de transferencia de energía. En métodos diferentes de la invención, se puede aplicar un control de realimentación PWM de manera que se modula el flanco posterior. En variantes diferentes, el control puede funcionar bajo un modo de corriente pico, un modo de corriente media, constante en el tiempo o un modo de control del voltaje. Para el control de los conmutadores adicionales (en un convertidor adicional, o en el lado secundario), se puede modular también el flanco anterior, por la
35 implementación de un retardo temporal controlado. En algunas realizaciones, el retardo puede ser inversamente proporcional a la corriente primaria real, la corriente secundaria y las combinaciones de diferentes corrientes en el convertidor o la corriente de referencia desde el bucle de realimentación interno.

40 En funcionamiento, para una corriente mayor que un cierto valor umbral alto, el retardo temporal del flanco anterior del funcionamiento de los conmutadores adicionales puede ser más de la mitad del período de conmutación, lo que significa que dichos conmutadores adicionales no están activados del todo. De acuerdo con diversas realizaciones, para una corriente menor que el valor umbral alto, se disminuye proporcionalmente el retardo y disminuye hasta cero a un cierto valor umbral bajo de la corriente. Por debajo del valor umbral bajo de corriente, se pueden activar sin retardo los conmutadores adicionales. En diversas realizaciones, el flanco posterior de la señal de control de los conmutadores auxiliares se puede modular del mismo modo que para los conmutadores del convertidor principal, por el mismo principio de control. En las realizaciones particulares donde la topología incluye unos conmutadores secundarios, se puede modular justamente el flanco anterior, lo que puede ser más eficaz. En este caso, el conmutador secundario puede ser apagado en un momento dado después del comienzo de la fase opuesta. Por consiguiente, el proceso de apagado se lleva a cabo sin corriente (conmutación a corriente cero ZCS).

50 En el intervalo de valores de corriente por debajo del valor umbral alto I_{2H} y el voltaje de salida por debajo de un cierto nivel, el aparato es capaz de proporcionar un nivel de voltaje objetivo, aunque sin usar componentes adicionales. En tales casos, los conmutadores adicionales o un convertidor auxiliar pueden ser apagados por un funcionamiento discreto o por el funcionamiento continuo a través del aumento gradual del retardo del flanco anterior de la señal de control de los conmutadores auxiliares o del convertidor auxiliar.

55 La figura 1 representa las características de voltaje-corriente generales proporcionadas por el aparato dispuesto según las presentes realizaciones. La figura 1 muestra una curva media de voltaje-corriente (VI) 10 máxima simplificada, a modo de ejemplo, generada por el aparato de las realizaciones de la presente invención. La curva VI 10 incluye una parte de voltaje bajo 12, donde el voltaje de salida se mantiene en un valor relativamente bajo y un

valor constante en un intervalo de corriente entre la corriente máxima I_{max} y un cierto valor de corriente, mostrado como un primer valor umbral I_{2H} . La curva VI 10 incluye también una parte de voltaje variable 14, donde el voltaje aumenta con corriente decreciente entre I_{2H} y un segundo valor umbral I_{2L} . La curva VI incluye también una parte de voltaje alto 16, donde el voltaje es relativamente alto y relativamente constante por debajo de I_{2L} .

5 La figura 2 muestra un diagrama de tiempo del voltaje de salida en la realización que emplea conmutadores en el lado secundario. El diagrama 2a) muestra el voltaje de salida a una corriente que se encuentra sobre el valor umbral alto I_{2H} . Aparece justamente el nivel de voltaje bajo V_{2L} . La modulación PWM se crea sobre el principio de modulación de flancos posteriores. El diagrama 2b) muestra el voltaje de salida para los valores de corriente entre los umbrales alto I_{2H} y bajo I_{2L} . Están presentes los niveles de voltaje alto V_{2H} y bajo V_{2L} . Están modulados los flancos anterior y posterior de la parte de voltaje alto. El diagrama 2c) muestra el voltaje de salida a valores de corriente por debajo del valor umbral bajo I_{2L} . Aparece justamente el nivel de voltaje alto V_{2H} . La modulación PWM se crea sobre el principio de modulación de flancos posteriores.

15 La figura 3 muestra un diagrama de tiempo del voltaje de salida en una realización que emplea un convertidor principal de potencia CC-CC, que es un convertidor directo de dos conmutadores u otro convertidor de potencia que funciona con el ciclo de trabajo PWM máximo limitado y un convertidor auxiliar similar. El diagrama 3a) muestra el voltaje de salida a una corriente mayor que el valor umbral alto I_{2H} . La modulación PWM se crea sobre el principio de modulación de flancos posteriores, con el ciclo máximo de trabajo limitado. El diagrama 3b) muestra el voltaje de salida para los valores de corriente entre los umbrales alto I_{2H} y bajo I_{2L} . Cada segundo pulso se modula en PWM con la modulación del flanco posterior. Cada segundo pulso desde la serie desplazada la mitad de un período se modula en PWM con la modulación de los flancos anterior y posterior. El diagrama 3c) muestra el voltaje de salida a valores de corriente por debajo del valor umbral bajo I_{2L} . La modulación PWM se crea sobre el principio de modulación de flancos posteriores, con doble frecuencia respecto al caso de la corriente sobre un umbral alto.

20 La figura 4 muestra un diagrama de circuito de una fuente de alimentación 20 según las realizaciones de la invención. La fuente de alimentación 20 incluye diversos componentes conocidos. Los componentes de la figura 2 y las diversas figuras que siguen están enumerados en la Tabla I como referencia. Como se muestra en la figura 4, un convertidor de potencia 22 de corriente continua-corriente alterna (CC-CA) está dispuesto con una pluralidad de conmutadores, mostrados como V1, V2, V3, V4.

	A1...4	- Controladores de los conmutadores primarios principales
	A11...13	- Nodos sumadores
30	A14	- Amplificador/atenuador
	A15	- Comparador de modulación de flancos anteriores
	A16	- Amplificador/atenuador de la rampa de compensación
	A17	- Amplificador de realimentación de corriente media
	A18,19	- Comparadores de modulación de flancos posteriores
35	A20	- Amplificador de realimentación
	A21	- Amplificador de detección de corriente
	A22	- Modificador de detección de corriente primaria
	A23	- Nodo sumador
	A24	- Integrador u otro regulador estático
40	A5,6	- Controladores de los conmutadores auxiliares (secundarios o primarios)
	A5,6	- Controladores de los conmutadores secundarios-primarios
	A7,8	- Amplificadores/atenuadores de corriente
	A9,10	- Filtros de paso bajo de detección de corriente
	C1	- Condensador para el equilibrio de voltaje CC
45	D1,2	- Puertas lógicas AND
	D3,4	- Disparadores RS
	D5	- Puerta lógica OR
	D6	- Inversor lógico
	D8	- Disparador de flanco posterior PWM
50	D9	- Puerta lógica OR
	D10	- Generador de pulsos de referencia umbral
	L2	- Inductor secundario
	L9,10	- Inductancias de conmutación (o inductancias de fugas de conmutación)
	N1	- Controlador PWM
55	S1,2	- Conmutadores controlados por voltaje
	S3	- Conmutador controlado por voltaje, normalmente abierto

Tabla I. Referencias utilizadas en los dibujos

ES 2 777 653 T3

	S4	- Conmutador controlado por voltaje, normalmente cerrado
	T1	- Convertidor-transformador principal
	T2	- Convertidor-transformador auxiliar
	T3	- Sensor de corriente secundaria
5	T4, T14	- Sensores de corriente primaria
	T5,6	- Sensores de corriente auxiliar secundaria
	V02,03,012,013	
	V1...4	- Conmutadores primarios del convertidor principal
	V11...14	- Conmutadores primarios del convertidor auxiliar
10	V20	- Función rectificadora; rectificar la señal de valor positivo
	V21 + V22	- Rectificador simultáneo
	V23 + V24	- Rectificador simultáneo
	V5,6	- Conmutadores de potencia secundaria
	V7,8	- Rectificadores secundarios principales
15	V9...12	- Rectificadores secundarios auxiliares
	&	- Función lógica AND
	≥1	- Función lógica OR
	COMP	- Comparador
	CS	- Entrada de detección de corriente
20	Dtsh	- Valor de referencia umbral del ciclo de trabajo PWM
	EA	- Amplificador de error
	EAO, EAO'	- Salidas del amplificador de error
	FB_I	- Realimentación de corriente
	FB_U	- Realimentación de voltaje
25	I1	- Señal de corriente primaria
	I2	- Señal de corriente secundaria
	Iav	- Referencia de corriente media
	Ipeak	- Referencia de corriente pico
	I _{2L}	- Segundo valor de la corriente umbral (bajo)
30	I _{2H}	- Primer valor de la corriente umbral (alto)
	K1...4	- Coeficientes de amplificación/atenuación
	OSC	- Señal del oscilador, doble frecuencia de conversión
	OFF	- Deshabilitar la señal del integrador
	PWM_A	- Fase A de la señal PWM, flanco posterior modulado
35	PWM_B	- Fase B de la señal PWM, flanco posterior modulado
	PWM_C	- Fase A de la señal PWM, flancos posterior y anterior modulados
	PWM_C'	- Fase A de la señal PWM, flanco anterior modulado
	PWM_D	- Fase B de la señal PWM, flancos posterior y anterior modulados
	PWM_D'	- Fase B de la señal PWM, flanco anterior modulado
40	RAMP	- Señal en rampa desde el oscilador
	RELOAD	- Señal de recarga hasta el integrador
	V2A	- Voltaje pico del convertidor auxiliar
	V2B	- Voltaje pico del convertidor básico
	V2L	- Nivel bajo del voltaje pico
45	V2H	- Nivel alto del voltaje pico
	z1, z11	- Arrollamientos primarios
	z2, z21, z22,	- Arrollamientos secundarios
	z31, z32	

Tabla I (continuación)

50 En algunas realizaciones, estos conmutadores pueden ser transistores bipolares de puerta aislada (IGBT) o transistores MOSFET, como en los convertidores conocidos. En la realización mostrada en la figura 4, los conmutadores pueden estar dispuestos en una configuración de puente completo. El convertidor de potencia CC-CA 22, que actúa como un convertidor principal de potencia CC-CA, en esta y otras realizaciones, puede estar dispuesto para recibir un primer voltaje CC, donde el primer voltaje CC puede ser un voltaje rectificado basándose en un voltaje de entrada desde una fuente de alimentación CA (no mostrada). El convertidor de potencia CC-CA 22 puede proporcionar a la salida un voltaje CA cuya magnitud está determinada por el funcionamiento de los conmutadores

V1, V2, V3, V4. Como se detalla en lo que sigue, los conmutadores V1, V2, V3, V4 pueden estar controlados por señales de modulación en anchura de pulso (PWM) generadas por un modulador en anchura de pulso (no mostrado independientemente).

5 Como se muestra además en la figura 4, la fuente de alimentación 20 puede incluir adicionalmente una etapa transformadora 24. En diversas realizaciones, la etapa transformadora 24 puede incluir al menos un transformador de potencia para recibir el voltaje CA en un lado primario de la etapa transformadora y para proporcionar a la salida un segundo voltaje CA a través de un primer conjunto de arrollamientos secundarios dispuestos en un lado secundario de la etapa transformadora. En la realización particular ilustrada en la figura 4, se muestra como T1 justamente un transformador principal. Como se muestra en esta realización, la etapa transformadora 24 incluye un primer conjunto de arrollamientos secundarios 28 y un conjunto auxiliar de arrollamientos secundarios 26. El segundo conjunto de arrollamientos secundarios 26 se puede emplear a fin de prolongar el intervalo de voltaje para la salida de soldadura, como se detalla en lo que sigue. Por ejemplo, bajo ciertas condiciones de funcionamiento, el primer conjunto de arrollamientos secundarios puede proporcionar a la salida un segundo voltaje CA al rectificador V7, V8, para proporcionar a la salida voltaje CC utilizado para soldar, basándose en la entrada recibida desde el convertidor de potencia CC-CA 22. Bajo otras condiciones, un tercer voltaje CA desde el conjunto auxiliar de arrollamientos secundarios 26 puede ser aprovechado para que otro rectificador aumente el voltaje CC de soldadura.

20 Como se ilustra además en la figura 4, la fuente de alimentación 20 puede incluir un par de conmutadores unidireccionales activos dispuestos en el lado secundario para recibir el segundo voltaje CA desde el conjunto auxiliar de arrollamientos secundarios 26. Este par de conmutadores activos pueden rectificar el voltaje CA y proporcionar a la salida el voltaje CC para una estación de soldadura 30. El primer conmutador activo unidireccional se muestra como conexión en serie del rectificador V9 y el conmutador activo V5. El segundo conmutador activo unidireccional se muestra como conexión en serie del rectificador V10 y el conmutador activo V6. En general, un conmutador unidireccional activo se puede realizar justamente como un dispositivo.

25 La figura 5 muestra un diagrama de circuito de una fuente de alimentación 40 según las realizaciones de la invención. La fuente de alimentación 40 incluye diversos componentes conocidos, como se expone en la Tabla I, por ejemplo. En la disposición de la figura 5, la fuente de alimentación 40 puede incluir, además del convertidor de potencia CC-CA 22, una etapa transformadora 42. En esta realización, la etapa transformadora 42 incluye un convertidor-transformador principal T1 y un convertidor-transformador auxiliar T2. Como se muestra en esta realización, la etapa transformadora 42 incluye un primer conjunto de arrollamientos secundarios 46 acoplados al convertidor-transformador principal T1 y un conjunto auxiliar de arrollamientos secundarios 48 acoplados al convertidor-transformador auxiliar T2. El segundo conjunto de arrollamientos secundarios 48 se puede emplear a fin de prolongar el intervalo de voltaje para la salida de soldadura, como se detalla en lo que sigue y se ha descrito anteriormente, en general, con respecto a la figura 2.

35 La figura 6 muestra un diagrama de circuito de una fuente de alimentación 60 según las realizaciones de la invención. En esta realización, la fuente de alimentación 60 incluye un convertidor principal de potencia CC-CA 62, dispuesto como un convertidor directo de dos conmutadores u otro convertidor de potencia que funciona con el ciclo de trabajo PWM máximo limitado. Además, la fuente de alimentación 60 incluye un convertidor de potencia CC-CA auxiliar 64, que puede ser un convertidor de potencia baja dispuesto también como un convertidor directo de dos conmutadores u otro convertidor de potencia que funciona con el ciclo de trabajo PWM máximo limitado. El convertidor auxiliar de potencia CC-CA 64 puede funcionar en diferente fase de temporización con respecto al convertidor principal de potencia CC-CA 62. Como se muestra en la figura 4, el convertidor principal de potencia CC-CA 62 está acoplado al convertidor-transformador principal T1 y el convertidor auxiliar de potencia CC-CA 64 está acoplado al convertidor-transformador auxiliar T2. El convertidor-transformador principal T1 puede incluir unos arrollamientos primarios principales 67 y unos arrollamientos secundarios principales 66, mientras que el convertidor-transformador auxiliar T2 incluye unos arrollamientos secundarios auxiliares 69 y unos arrollamientos secundarios auxiliares 68. Como se muestra, el arrollamiento secundario principal está conectado al rectificador principal V7 y el arrollamiento secundario auxiliar está conectado al rectificador auxiliar V9. Las salidas de los rectificadores están conectadas en paralelo. Según su principio de funcionamiento, esta realización contiene un rectificador de circulación libre V8 en la salida. Como en las realizaciones de la figura 4 y la figura 5, la salida adicional de voltaje a través del convertidor-transformador auxiliar T2 puede ser aprovechada en condiciones de corriente baja para aumentar la salida de voltaje, como se muestra, en general, en la figura 1.

55 La figura 7 muestra un diagrama de circuito de una fuente de alimentación 80 según las realizaciones adicionales de la invención. La fuente de alimentación 80 puede estar dispuesta, en general, como se muestra en la figura 2, con un circuito de control adicional a modo de ejemplo, mostrado como el circuito de control 82. En general, como se ha descrito anteriormente, el control del convertidor principal, el convertidor de potencia CC-CA 22, se puede proporcionar usando un control PWM, en donde el flanco posterior de un pulso se usa para controlar la salida desde el convertidor de potencia CC-CA 22. Adicionalmente, los conmutadores secundarios V5, V6 se pueden controlar usando una modulación del flanco anterior de un pulso. Este control se muestra, en general, en el circuito de control 82, que proporciona a la salida una señal PWM_A, correspondiente a una señal PWM que tiene fase A, donde se modula el flanco posterior. Esta señal se puede enviar al conmutador V1 y al conmutador V4, como se muestra. El circuito de control 82 también proporciona a la salida una señal PWM_B, correspondiente a una señal PWM que

tiene fase B, donde se modula también el flanco posterior. Esta señal se puede enviar al conmutador V2 y al conmutador V3, como se muestra. Como se sugiere en la figura 7, las fases de la señal PWM_B y la PWM_A son diferentes entre sí de manera que los conmutadores V1 y V4 están en un estado APAGADO (“OFF”) cuando los conmutadores V2 y V3 están en un estado ENCENDIDO (“ON”), y los conmutadores V2 y V3 están en un estado APAGADO cuando los conmutadores V1 y V4 están en un estado ENCENDIDO.

Como se ilustra además en la figura 7, el circuito de control 82 puede proporcionar a la salida una señal PWM_C, correspondiente a una señal PWM que tiene fase A, donde se modulan el flanco posterior y el flanco anterior. Esta señal se puede enviar al conmutador secundario V5, como se muestra. El circuito de control 82 puede proporcionar a la salida también una señal PWM_D, correspondiente a una señal PWM que tiene fase B, donde se modulan también el flanco anterior y el flanco posterior. Esta señal se puede enviar al conmutador secundario V6, como se muestra. Como se sugiere en la figura 7, las fases de la señal PWM_C y la señal PWM_D pueden diferir entre sí, en particular las fases complementarias, de modo similar a la señal PWM_A y la señal PWM_B.

Adicionalmente, como se describe además en lo que sigue, el circuito de control 82 puede incluir un componente o componentes que actúan como un generador de retardos temporales variables. El circuito de control 82 puede incluir también un circuito de control que incluye elementos lógicos y de memoria.

A fin de ajustar el nivel de la salida de voltaje a la estación de soldadura 30, el circuito de control 82 puede ajustar el funcionamiento de un conjunto de conmutadores primarios, donde el conjunto de conmutadores primarios puede incluir al menos un conmutador primario, como se ejemplifica por los conmutadores primarios V1, V2, V3, V4; y el circuito de control puede ajustar el funcionamiento de un conjunto de conmutadores secundarios, donde el conjunto de conmutadores secundarios puede incluir al menos un conmutador secundario, como se ejemplifica por los conmutadores secundarios V5 y V6, de acuerdo con una corriente detectada. Como se muestra en la figura 5, la fuente de alimentación 80 puede incluir un sensor de corriente primaria T4 dispuesto para medir una salida de corriente primaria por el convertidor de potencia CC-CA 22 y para generar una señal de detección de corriente primaria. La señal de detección de corriente primaria se puede usar para ajustar la activación de los conmutadores primarios V1, V2, V3, V4 por el principio de control del modo de corriente pico. La corriente de referencia I_{peak} para el control del modo de corriente pico se puede usar para ajustar la activación del conmutador secundario V5 y del conmutador secundario V6. Por ejemplo, el flanco anterior de la señal PWM_C y la señal PWM_D, enviadas al conmutador secundario V5 y V6, respectivamente, pueden ser moduladas por un retardo temporal controlado, dando como resultado un retardo temporal variable. El retardo temporal se puede ajustar según la corriente de salida de la siguiente manera. A medida que aumenta la corriente, también aumenta la corriente pico de referencia y, por consiguiente, el retardo temporal variable puede aumentar de modo que dicho retardo temporal variable llega a ser mayor que la mitad del período de conmutación de la señal PWM_A y la señal PWM_B en un primer valor umbral (véase I_{2H} en la figura 1). Esto da como resultado que el conmutador secundario V5 y V6 no se activa del todo. De esta manera, justamente la salida de voltaje por el primer conjunto de arrollamientos secundarios z21 y z22 se suministra a la estación de soldadura 30, a través de los rectificadores V7, V8. El voltaje máximo puede alcanzar el nivel que se representa por V_{2L} (figura 1). Por debajo del primer valor umbral, puede disminuir el retardo temporal variable, junto con un nivel disminuido del valor de la corriente de salida, hasta un segundo valor umbral (véase I_{2L} de la figura 1). En el régimen de corriente entre I_{2H} e I_{2L} , una reducción dada de corriente da como resultado una reducción dada de retardo temporal, donde la reducción dada de retardo temporal aumenta la activación del conmutador secundario V5 y del conmutador secundario V6. Esta activación aumentada da como resultado un valor más grande de voltaje extraído del conjunto auxiliar de arrollamientos secundarios 26, aumentando así la salida de voltaje para la estación de soldadura 30. Por debajo de una corriente correspondiente al segundo valor umbral I_{2L} , el retardo temporal para activar el conmutador secundario V5 y el conmutador secundario V6 puede llegar a ser nulo, de manera que el conmutador secundario V5 y el conmutador secundario V6 se pueden activar sin retardo o conduciendo permanente y simultáneamente. En este régimen de corriente baja, el funcionamiento de los conmutadores secundarios (V5-V6) puede que no sea directamente dependiente del valor de corriente y la salida de voltaje máximo puede permanecer sobre el nivel alto en un intervalo de corriente hasta corriente cero.

En particular, la aplicación de conmutadores secundarios en la fuente de alimentación 80 puede dar como resultado un cambio instantáneo o muy rápido de la relación del transformador durante la fase activa de la conversión de potencia. La corriente en los conmutadores V1-V4 del convertidor de potencia CC-CA 22 está cambiando por consiguiente rápidamente. Cuando se aplica un control del modo de corriente pico, para la PWM y para el control de la saturación del núcleo del transformador, este cambio rápido de corriente puede interrumpir el principio de control, reduciendo la estabilidad de funcionamiento del convertidor de potencia CC-CA 22.

Para tratar este problema, en la fuente de alimentación 80 de la figura 7, la señal de detección de corriente primaria puede atenuarse dinámicamente durante la fase ACTIVA de los conmutadores secundarios V5 y V6. En la realización particular, la detección de corriente se atenúa proporcionalmente a la relación entre el arrollamiento secundario principal y los arrollamientos secundarios principal más auxiliar. La señal de detección de corriente puede estar perturbada, mientras que después de su filtrado, puede estar todavía disponible para el control del funcionamiento de la fuente de alimentación 80.

Para tratar este problema, en otras realizaciones, la etapa transformadora 42 se puede sustituir por dos transformadores tales como en la fuente de alimentación 40. De esta manera, la presencia de un transformador

auxiliar independiente con dos arrollamientos secundarios permite un sensor de corriente primaria para suministrar corriente sin cambio rápido. Un inconveniente de esta última configuración es que, cuando no se está usando el convertidor-transformador auxiliar T2, sigue circulando una corriente de magnetización, lo que da como resultado pérdidas adicionales y que no exista ninguna protección segura contra la saturación del transformador T2.

5 En diversas realizaciones, el flanco posterior de las señales PWM, que controlan los conmutadores secundarios, se pueden modular del mismo modo que para los conmutadores de un convertidor principal, por el mismo principio de control. En particular, usar justamente la modulación del flanco anterior de las señales PWM en los conmutadores secundarios puede ser a menudo más eficaz. En este caso, el conmutador secundario puede ser apagado en algún intervalo después del comienzo de la fase opuesta; así, el proceso de apagado se puede llevar a cabo sin corriente
10 (conmutación a corriente cero ZCS).

La figura 8 muestra un diagrama de circuito de una fuente de alimentación 100 según las realizaciones adicionales de la invención. La fuente de alimentación 100 puede estar dispuesta de modo similar a la fuente de alimentación 80, salvo por algunas diferencias que incluyen las diferencias descritas en lo que sigue. En particular, la fuente de alimentación 100 incluye un circuito de control 102 que tiene un conjunto de multivibradores biestables ("flip-flops") RS, mostrados como unos disparadores RS D3, D4. Los disparadores están dispuestos para proporcionar
15 exclusivamente una modulación de flancos anteriores para el control del conmutador secundario V5 y del conmutador secundario V6, para proporcionar un apagado a corriente cero. Como se muestra en la figura 8, por ejemplo, la salida desde D3 es una señal PWM_C, que representa una señal PWM modulada en flancos anteriores de fase A, donde esta señal es recibida por el conmutador secundario V5. De modo similar, la salida desde D4 es una señal PWM_D', que representa una señal PWM modulada en flancos anteriores de fase B, donde esta señal es recibida por el conmutador secundario V6. A fin de asegurar una conmutación a corriente cero de los conmutadores secundarios V5 y V6, pueden prolongarse más los flancos posteriores de las señales PWM_C' y PWM_D. El flanco posterior puede retardarse más sobre el comienzo de las señales PWM de una fase A y una fase B. En las realizaciones diferentes, esos retardos pueden ser fijos o pueden ser retardos dependientes de la corriente. En una variante adicional, el control de conmutación a corriente cero puede emplear una detección de corriente o una detección de voltaje y una lógica adicional de control.
20
25

La figura 9 muestra un diagrama de circuito de una fuente de alimentación 120 según las realizaciones adicionales de la invención. La fuente de alimentación 120 puede estar dispuesta de modo similar a la fuente de alimentación 80 o la fuente de alimentación 100, salvo por algunas diferencias que incluyen las diferencias descritas en lo que sigue. Además del circuito de control 122, una característica distinguida de la fuente de alimentación 120 es la circuitería que proporciona una señal de detección de corriente primaria a combinar con una señal de detección de corriente secundaria durante la fase ACTIVA de los conmutadores secundarios, es decir, el conmutador secundario V5 y el conmutador secundario V6. Como se ilustra, un nodo sumador A11 está dispuesto para recibir una señal de detección de corriente primaria desde el sensor de corriente primaria T4 y está dispuesto también para recibir una señal de detección de corriente secundaria desde el sensor de corriente secundaria T3. El nodo sumador A11 puede añadir entre sí estas señales durante la fase ACTIVA del conmutador secundario V5 o el conmutador secundario V6. La señal de detección de corriente puede estar perturbada, mientras que después de su filtrado se puede usar para el control del funcionamiento de la fuente de alimentación 120.
30
35

La figura 10 muestra un diagrama de circuito de una fuente de alimentación 140 según las realizaciones adicionales de la invención. La fuente de alimentación 140 puede estar dispuesta de modo similar a la fuente de alimentación 80 o la fuente de alimentación 100, o la fuente de alimentación 120, salvo por algunas diferencias que incluyen las diferencias descritas en lo que sigue. En particular, la fuente de alimentación 140 incluye un circuito de control 142 y un par de sensores de corriente auxiliar secundaria, mostrados como un sensor T5 y un sensor T6. El sensor T5 está dispuesto para detectar la corriente entre los arrollamientos auxiliares del lado secundario de la etapa transformadora 24 y el conmutador de potencia secundario V5. El sensor T6 está dispuesto para detectar la corriente entre los arrollamientos auxiliares del lado secundario de la etapa transformadora 24 y el conmutador de potencia secundario V6. Se pueden combinar el sensor T6 y el sensor T5, así como la señal de detección de corriente primaria y las señales de detección de corriente desde el sensor T6 y el sensor T5. Esto proporciona una manera directa para que la etapa transformadora 24 controle la salida de voltaje en un bucle de realimentación midiendo una corriente primaria, así como la corriente secundaria auxiliar.
40
45
50

La figura 11 muestra un diagrama de circuito de una fuente de alimentación 160 según las realizaciones adicionales de la invención. La fuente de alimentación 160 puede estar dispuesta de modo similar a la fuente de alimentación 80 o la fuente de alimentación 100, o la fuente de alimentación 120, o la fuente de alimentación 140, salvo por algunas diferencias que incluyen las diferencias descritas en lo que sigue. En particular, en el circuito de control 162, la conmutación de señales se puede aplicar después de su filtrado. Por ejemplo, el circuito de control 162 puede incluir un componente de filtro, mostrado como un filtro de paso bajo A9 de detección de corriente y un filtro de paso bajo A10 de detección de corriente, entre el conmutador controlado por voltaje S1 y el conmutador controlado por voltaje S2, respectivamente, y el sensor de corriente primaria T4.
55

La figura 12 muestra un diagrama de circuito de una fuente de alimentación 180 según las realizaciones adicionales de la invención. La fuente de alimentación 180 puede estar dispuesta de modo similar a la fuente de alimentación 80 o la fuente de alimentación 100, o la fuente de alimentación 120, o la fuente de alimentación 140, o la fuente de
60

alimentación 160, salvo por algunas diferencias que incluyen las diferencias descritas en lo que sigue. En particular, en el circuito de control 182, se prevén dos comparadores PWM, mostrados como el comparador de modulación de flancos posteriores A18 y el comparador de modulación de flancos posteriores A19.

5 En todas las realizaciones antes mencionadas, para crear el retardo temporal variable de la modulación PWM de flancos anteriores para el funcionamiento de los conmutadores secundarios, se resta un valor de corriente umbral, la referencia de corriente umbral, proporcional al nivel de corriente I_{2L} (figura 1), de la referencia de corriente pico I_{peak} en el nodo sumador A13 y, después de la amplificación o atenuación, se proporciona al comparador A15 para crear una señal retardada adecuada mediante la comparación con una cierta señal en rampa.

10 La figura 13 muestra una realización alternativa para llevar a cabo la detección de corriente que se puede aplicar junto con la circuitería y las técnicas de las realizaciones antes mencionadas. La referencia de corriente umbral, proporcional al nivel de corriente I_{2L} (figura 1), se resta del valor de detección de la corriente secundaria I_{2s} proporcional a la corriente secundaria I_2 en el nodo sumador A13, entonces, después de la amplificación o atenuación, se proporciona al comparador A15 para crear una señal retardada adecuada mediante la comparación con una cierta señal en rampa.

15 La figura 14 muestra una realización adicional para llevar a cabo la detección de corriente que se puede aplicar junto con la circuitería y las técnicas de las realizaciones antes mencionadas. En esta realización, la corriente umbral, proporcional al nivel de corriente I_{2L} (figura 1), se resta del valor de detección de la corriente primaria I_{CS} utilizada como una entrada para el control del modo de corriente pico, en el nodo sumador A13, entonces, después de la amplificación o atenuación, se proporciona al comparador A15 para crear una señal retardada adecuada mediante la comparación con una cierta señal en rampa.

20 En diversas realizaciones adicionales, se puede aplicar una conmutación de señales en cualquier punto a lo largo de todo el circuito de la creación de flancos posteriores, en señales analógicas o discretas.

La figura 15 muestra un diagrama de circuito de una fuente de alimentación 200 según las realizaciones adicionales de la invención. La fuente de alimentación 200 puede estar dispuesta de modo similar a la fuente de alimentación 60, con la adición del circuito de control 202.

25 Un aspecto nuevo de la fuente de alimentación 200 es el modo de controlar un segundo convertidor directo de dos conmutadores o un convertidor de cualquier tipo que funciona con un ciclo limitado de trabajo usando la modulación de los dos flancos de pulso: el flanco posterior y el flanco anterior. En particular, además de un sensor de corriente primaria T4 dispuesto para medir una salida de corriente primaria mediante el convertidor principal de potencia 62, la fuente de alimentación 200 incluye un sensor de corriente primaria T14 acoplado para medir la salida de corriente del convertidor de potencia CC-CA auxiliar 64. De acuerdo con los principios de funcionamiento descritos previamente, el convertidor adicional, el convertidor de potencia CC-CA auxiliar 64, puede que no funcione del todo cuando la corriente de salida desde el convertidor principal de potencia 62 es mayor que el valor umbral I_{2L} . Una ventaja de la presente realización es la potencia esencialmente más baja del convertidor de potencia CC-CA auxiliar 64. Otra ventaja es que el convertidor de potencia CC-CA auxiliar 64 puede estar encerrado como un módulo independiente, proporcionando a un fabricante la flexibilidad para producir fuentes de alimentación con o sin la propiedad de la característica de voltaje prolongado.

30 La figura 16 muestra otra realización donde una fuente de alimentación 200 incluye dos convertidores directos de dos conmutadores. Según su principio de funcionamiento, este tipo de convertidor de potencia no necesita la detección de corriente primaria. En tal aplicación, la rampa generada internamente del sistema de control 204 se usa para la modulación en anchura de pulso de flancos anteriores y posteriores.

35 La figura 17 muestra una prolongación del control de la modulación de flancos anteriores en los sistemas antes mencionados, según una realización adicional. El sistema de control 205 comprende dos fuentes de la señal en la modulación de flancos anteriores, incluyendo una señal proporcional 206 y una señal integral 207, que están conectadas a la entrada del comparador A15 de modo simultáneo. Esto se representa esquemáticamente por la implementación de dos rectificadores V23 y V24 ideales. En diversas realizaciones, esta función se puede llevar a cabo según soluciones diferentes que realizan eficazmente la misma función. En particular, la función se puede llevar a cabo usando una comparación numérica en código de ordenador. La señal proporcional 206 es la misma que en las realizaciones previas con el mismo principio de funcionamiento. Esquemáticamente, este funcionamiento se representa por el nodo sumador A13 y el amplificador/atenuador A14. La señal integral 207 se puede crear en el bucle adicional de realimentación. El ciclo de trabajo real D se compara con un cierto valor umbral D_{tsh} en el nodo sumador A23. La diferencia entre esos dos valores puede accionar el integrador u otro regulador estático A24, y la salida del integrador A24 es la fuente adicional de la señal que controla el flanco anterior. El integrador A24 puede recargarse periódicamente con el último valor del retardo tomado después de los rectificadores V23 y V24 con el fin de aumentar la velocidad del funcionamiento. El principio de funcionamiento se representa esquemáticamente por la implementación del conmutador S3. El integrador puede ser apagado temporalmente durante las transiciones para aumentar la velocidad de reacción del sistema de control. El principio de funcionamiento se representa esquemáticamente por la implementación del conmutador S4. Con el mismo fin, un regulador puede estar presente cíclicamente en diferentes casos condicionales.

La figura 18 muestra otro circuito de control 210 para el control de la modulación de flancos anteriores en los sistemas antes mencionados según una realización adicional. Existen dos fuentes de la señal para la modulación de flancos anteriores, una señal proporcional 206 y una señal integral 207, conectadas a la entrada del comparador A15 de manera simultánea. La señal proporcional 206 es la misma que en las realizaciones previas con el mismo principio de funcionamiento. La señal integral 207 se crea en el bucle adicional de realimentación. El nodo sumador A23 tiene una entrada negativa desde la referencia de corriente media lav, una entrada positiva desde la corriente secundaria I2 y la entrada positiva de la segura desviación de corriente ΔI . La salida del nodo sumador alimenta al integrador o a otro regulador estático A24, que suministra la señal integral 207. Para aumentar la velocidad de funcionamiento, el regulador A24 puede recargarse cíclicamente con el valor real, como se representa por el funcionamiento del conmutador S4, y se deshabilita temporalmente, como se representa por el funcionamiento del conmutador S3. Con el mismo fin, el regulador puede estar presente cíclicamente en diferentes casos condicionales.

En algunas realizaciones, una señal alternativa, que depende de un valor de una carga conectada al aparato de soldadura, puede aumentar un retardo temporal variable. En las realizaciones adicionales, la señal alternativa comprende una señal recibida desde un regulador que comprende un integrador u otro regulador, siendo alimentado el regulador por una diferencia entre los valores de los ciclos de trabajo reales de la señal PWM primera y segunda y un valor de referencia del ciclo de trabajo. En las realizaciones adicionales, la señal alternativa comprende una señal recibida desde un regulador que comprende un integrador u otro regulador, siendo alimentado el regulador por una diferencia entre una corriente secundaria real y una corriente secundaria de referencia. En otras realizaciones, la señal alternativa puede ser apagada o preestablecida temporalmente para mejorar una respuesta dinámica del aparato. En las realizaciones adicionales, la señal alternativa puede ser apagada o preestablecida temporalmente para mejorar una respuesta dinámica del aparato. En otras realizaciones, la señal alternativa puede ser actualizada cíclicamente con un valor real del retardo para mejorar una respuesta dinámica del aparato.

En diversas realizaciones adicionales, el voltaje de salida se puede regular usando el principio de PWM de flancos posteriores aplicado a un convertidor de puente completo (FB). En diversas realizaciones, se prevé un convertidor CC-CC, que incluye un transformador que tiene una derivación central (CTAP), unos arrollamientos de base y unos arrollamientos de prolongación conectados en serie a los arrollamientos de base, de una manera en la que la derivación central es también una derivación central hacia los arrollamientos de prolongación. Las presentes realizaciones pueden incluir métodos de control aplicables a diversos conjuntos y conexiones de arrollamientos secundarios.

En diversas realizaciones adicionales, se prevé una fuente de alimentación, que incluye un convertidor CC-CC equipado con un circuito rectificador activo conectado a unos arrollamientos secundarios de un transformador de aislamiento, donde el circuito rectificador activo incluye un rectificador pasivo conectado a unos arrollamientos de base y un rectificador activo conectado a unos arrollamientos auxiliares. Las presentes realizaciones pueden incluir métodos de control aplicables a diversos tipos de rectificadores activos y pasivos (derivación central de conexión, puente y duplicador de corriente diferentes) apropiados para un conjunto particular y unas conexiones de unos arrollamientos secundarios.

En diversas realizaciones adicionales, un circuito rectificador activo proporciona la regulación del voltaje de salida usando el principio de PWM de flancos anteriores. Una realización de un primer sistema de control aplica un control del Modo de corriente pico (PCM) de PWM. Otra realización puede aplicar una PWM de control de voltaje (VM). Tanto el modo de corriente pico de PWM como el modo de control de voltaje de PWM pueden proporcionar una modulación del flanco posterior, proporcionando así una regulación directa del voltaje de salida medio. Un bucle de control de corriente pico puede llevar a cabo una comparación de pulso por pulso de una señal de corriente con la señal desde un amplificador de error (EA), produciendo así una señal modulada en anchura de pulso. Debido a la gran inestabilidad innata de la señal, una señal dada en rampa ascendente se puede añadir a la señal de corriente para asegurar la estabilidad del control en ciclos de trabajo mayores que 0,5. La realización del modo de control de voltaje puede considerarse como una prolongación del modo PCM, como un sistema en el que se elimina la señal de corriente pico y la señal PWM se produce por comparación de la señal de salida EA con la señal en rampa. Así, no se proporciona en esta memoria una descripción adicional del modo de control VM. Una razón para aplicar PCM al convertidor FB es la protección contra la saturación del núcleo del transformador. Otra razón es para un rápido control de corriente.

En las realizaciones particulares, la señal de salida desde el EA controla la PWM de flancos anteriores que acciona los conmutadores del rectificador activo de salida. La señal de salida EA controla de una manera en la que, cuando el ciclo de trabajo accionado por la señal EA de salida de la primera PWM de flancos posteriores (ciclo de trabajo PWM de flancos posteriores) alcanza un máximo predefinido, el flanco anterior de un segundo sistema de control comienza a desplazarse desde un ciclo máximo de trabajo hacia el principio del ciclo. Esta manera de control proporciona una regulación sin discontinuidad del voltaje de salida. Esta realización permite un control PWM unificado mediante la misma señal (común) de salida EA, de una manera en la que un primer ciclo de trabajo del flanco posterior aumenta hasta un máximo, aunque justamente cuando el flanco posterior alcanza el máximo, el flanco anterior se mueve hacia atrás, siguiendo el aumento del voltaje de salida.

Para aplicar este método en diversas realizaciones, una señal de corriente, sumada con una señal en rampa ascendente, se añade a la señal en rampa descendente de una amplitud dada. La señal en rampa descendente

alcanza cero en el ciclo máximo de trabajo. Mientras la señal EA de salida da órdenes al ciclo máximo de trabajo del primer control PWM, y aumenta, el segundo control PWM comienza a desplazar sin discontinuidad el flanco anterior hacia el principio del ciclo.

5 En diversas realizaciones, se aplica un control PWM VM simultáneo al segundo control PWM. Partiendo de una corriente I_{2L} dada, el flanco anterior se desplaza hacia el extremo del ciclo de trabajo, proporcionalmente al aumento de corriente. A una cierta corriente I_{2H} , el flanco anterior se desplaza al punto del ciclo máximo predefinido de trabajo, deshabilitando completamente el funcionamiento de los conmutadores en el rectificador activo. De este modo, en diversas realizaciones, el intervalo de voltaje de salida está limitado a un intervalo predefinido y, simultáneamente, un rectificador activo proporciona un voltaje prolongado justamente cuando se necesita.

10 En diversas realizaciones, el funcionamiento ZCS se ocasiona por el retardo en el apagado de los conmutadores en un rectificador activo (conmutadores rectificadores activos), y la provisión de voltaje de una fase opuesta, al menos durante una cierta duración. Un funcionamiento ZCS del rectificador activo es útil debido a las corrientes altas y la presencia de inductancias de dispersión y fuga. El funcionamiento que no es ZCS puede causar daños del rectificador activo. Con este fin, puede generarse un pulso de duración mínima cuando el rectificador de salida activo va hacia un funcionamiento pasivo, es decir, los conmutadores no están activados. En este ejemplo, un primer control PWM fuerza a una anchura de pulso mínima, en cualquier caso, cuando el conmutador activo fue activado durante el ciclo de conmutación previo. Con el mismo fin, la orden para apagar una fuente de alimentación no se genera instantáneamente. En primer lugar, de modo sincrónico, se deshabilita un rectificador activo para lanzar el ciclo siguiente. Entonces, después de acabar la última transición ZCS, se apaga de modo sincrónico la fuente de alimentación.

15 La figura 19 representa un intervalo requerido de voltaje – corriente, similar a la figura 1, aunque considerando la no idealidad de los convertidores de potencia. Una línea de trazos desde el punto (0, V_{2L}) hasta el punto (I_{2H} , V_{2LH}), junto con una línea continua hasta el punto (I_M , V_{2LM}), representan el voltaje máximo suministrado por una fuente de alimentación con un rectificador de salida activo deshabilitado. Una línea presenta una pequeña inclinación, correspondiente a la no idealidad de un transformador de la fuente de alimentación. De modo similar, una línea continua desde (0, V_{2H}) hasta (I_{2L} , V_{2LH}), junto con una línea de trazos hacia un punto (I_M , V_{2HM}), representan el voltaje máximo disponible a funcionamiento completo del rectificador activo. Una línea desde el punto (I_{2L} , V_{2HL}), que se inclina hasta un punto (I_{2H} , V_{2LH}), representa la limitación de voltaje proporcionada por el control PWM simultáneo del segundo control PWM de flancos anteriores. El intervalo de voltaje máximo global se encuentra por debajo de la línea continua. Según el presente ajuste y la impedancia momentánea de la salida, el punto de funcionamiento, es decir, la corriente de salida momentánea y el voltaje de salida momentáneo, puede encontrarse donde se quiera en el interior de este intervalo. Al mismo tiempo, según las presentes realizaciones, el control PWM unificado emplea un rectificador activo justamente cuando el punto de funcionamiento se encuentra sobre la línea de trazos desde (0, V_{2L}) hasta (I_{2H} , V_{2LH}).

20 La figura 20A muestra un diagrama de bloques y la figura 20B muestra un diagrama de circuito de una fuente de alimentación 300 según las realizaciones adicionales de la invención. La fuente de alimentación 300 puede estar acoplada para recibir potencia desde una fuente CA 302, y puede incluir un circuito rectificador de entrada 304 para recibir un voltaje CA y proporcionar a la salida un voltaje CC, como un bus CC (o "voltaje de bus CC"), o puede incluir un convertidor de corriente alterna a continua (CA-CC) dispuesto para proporcionar a la salida un bus CC en otras realizaciones.

25 La fuente de alimentación 300 puede incluir también un convertidor de puente completo (FB) 306 para recibir un bus CC y proporcionar a la salida un voltaje CA primario. El voltaje CA primario puede ser recibido por una etapa transformadora de aislamiento 308, cuya etapa proporciona a la salida potencia secundaria a un circuito rectificador activo 310. El circuito rectificador activo 310 puede proporcionar a la salida potencia para soldar a una carga 312. La fuente de alimentación 300 puede incluir además un controlador 314, cuyo funcionamiento se detalla en lo que sigue.

30 Volviendo ahora a la figura 20B, se muestra un condensador C1 para representar la capacidad limitada de la conductividad bipolar del bus de corriente continua (bus CC) que proporciona un voltaje primario V_1 . El convertidor de puente completo 306 de la fuente de alimentación 300 incluye cuatro conmutadores, representados simbólicamente como transistores bipolares de puerta aislada (IGBT), mostrados como VT1, VT2, VT3, VT4. En otras realizaciones, se puede aplicar cualquier conmutador adecuado en lugar de los IGBT. Un conmutador dado tiene un diodo antiparalelo, mostrado como VD1, VD2, VD3, VD4. El convertidor de puente completo 306 está acoplado a la etapa transformadora de aislamiento 308, mostrada en la figura 20B como un transformador T101 que tiene un arrollamiento primario z_1 . El transformador T101 sirve para aislar el lado primario 320 respecto al lado secundario 330 de la fuente de alimentación. Los arrollamientos secundarios del transformador T101 tienen cuatro secciones conectadas en serie con un orden: z_{24} , z_{22} , z_{21} , z_{23} . Una derivación central está conectada al inductor de salida L2, proporcionando un polo negativo de la fuente de alimentación. Ya que el circuito de salida puede incluir una inductancia, el inductor L2 puede estar situado sobre el polo positivo, considerándose el voltaje de salida V_2 como el voltaje tomado antes del inductor.

35 Unos rectificadores pasivos VD5, VD6 están conectados a los arrollamientos z_{21} y z_{22} , proporcionando un nivel

- inferior de voltaje de salida dentro de todos los intervalos de corriente. La relación del transformador para el voltaje suministrado a los rectificadores pasivos se puede presentar como una fracción de las vueltas $k = z1/z21 = z1/z22$. Un rectificador activo está formado a partir de dos conmutadores VT7 y VT8 y unos diodos VD7, VD8 respectivos, conectados en serie. El circuito rectificador activo 310 está conectado a los arrollamientos z23 y z24, proporcionando un voltaje de salida elevado. Los conmutadores VT7, VT8 se presentan simbólicamente como transistores de efecto campo de óxido metálico (MOSFET), aunque en otras realizaciones se puede aplicar cualquier tipo de conmutador adecuado con fines de conmutación. El rectificador VD7 conectado en serie y el conmutador VT7 (así como el rectificador VD8 conectado en serie y el conmutador VT8) se pueden tratar como un rectificador controlado análogo a un rectificador controlado de silicio (SCR, tiristor); un conmutador de conductividad unipolar.
- La relación del transformador para el voltaje suministrado a los rectificadores activos se puede presentar como la fracción de las vueltas $k1 = z1/(z21+z23) = z1/(z22+z24)$. La carga se presenta simbólicamente como un receptor RL del proceso de soldadura (entendido como una resistencia). En diversas realizaciones, se puede modificar la polaridad de los rectificadores y los conmutadores, aunque no se modifica el principio de funcionamiento.
- Como se muestra además en la figura 20B, diversos sensores de corriente pueden estar dispuestos en diferentes cadenas del circuito. En particular, se muestra un grupo de sensores primarios, mostrados como los sensores TC10, TC11, TC12, TC13, TC14, TC15, situados en posiciones diferentes en el lado primario 320 de la fuente de alimentación 300. En diversas realizaciones adicionales, justamente uno o dos de los sensores pueden estar incluidos para proporcionar una señal proporcional a la corriente primaria del transformador. Una función útil para un sensor primario es que la detección de corriente primaria suministra corriente proporcional a la corriente secundaria, en presencia de la corriente de magnetización del transformador. Hay tres sensores de corriente secundaria mostrados en la fuente de alimentación 300; los sensores TC21, TC27, TC28. En otras realizaciones distintas, pueden omitirse los sensores de corriente TC27 y TC28. Una función útil de los sensores de corriente secundaria es proporcionar una detección de corriente para el control de realimentación, incluyendo el control PWM PCM.
- Las figuras 21A-21C muestran un diagrama de temporización del voltaje de salida en una realización que emplea conmutadores en el lado secundario 330. La figura 21(a) muestra el voltaje de salida a una corriente que se encuentra según el valor umbral alto I_{2H} . Aparece justamente el nivel de voltaje bajo V_{2L} . La modulación PWM se crea sobre el principio de modulación de flancos posteriores. La figura 21B muestra el voltaje de salida para valores de corriente entre los umbrales alto I_{2H} y bajo I_{2L} . Están presentes un nivel de voltaje alto V_{2H} y un nivel de voltaje bajo V_{2L} . Los flancos anteriores y los posteriores de la parte de voltaje alto están modulados. La figura 21C muestra el voltaje de salida a valores de corriente por debajo del valor umbral bajo I_{2L} . Aparece justamente el nivel de voltaje alto V_{2H} . La modulación PWM se crea según el principio de modulación de flancos posteriores.
- La figura 22 muestra un diagrama de tiempo de la detección de corriente primaria y de la detección de corriente modificada primaria. El desarrollo cronológico 401 muestra el voltaje de salida en un caso en el que el rectificador activo suministra cierto voltaje diferente. El retardo del voltaje alto es mayor que cero, aunque menor que $D_{max}T/2$. La corriente primaria I_1 tiene una forma mostrada en el desarrollo cronológico 402. Tras el cambio rápido de la señal de corriente dentro del ciclo, se desconectaría un comparador PWM, deshabilitando el suministro del voltaje elevado. Para permitir el funcionamiento y conservar la información relativa a la corriente de magnetización I_μ , se resta o se añade la señal de corriente secundaria, dependiendo de la fase del funcionamiento, de la señal de corriente primaria durante el funcionamiento del rectificador activo, con un coeficiente adecuado, definido por la diferencia de las relaciones $(k-k1)$ del transformador. Una señal resultante de detección de corriente es proporcional a la corriente secundaria dividida por la relación k del transformador, más la corriente de magnetización. La forma de la detección de corriente creada de esta manera se presenta en el desarrollo cronológico 404 y tiene carácter bipolar. Esta detección de corriente se puede usar en las realizaciones con comparadores PWM duplicados, independientes para cada fase de funcionamiento. Para funcionar con una señal unipolar y unos comparadores PWM únicos antes de la rectificación de la señal, se añade o se resta un cierto nivel I_{shift} para conservar una derivada positiva de la corriente de magnetización durante la fase activa, como se muestra en el desarrollo cronológico 403.
- La figura 23A y la figura 23B presentan un diagrama de una realización de un controlador unificado para una fuente de alimentación que tiene un intervalo de voltaje prolongado. El controlador 314 se puede distinguir como una parte de un control de corriente media con un bucle de control PCM menor. El controlador 314 puede estar realizado como una combinación de hardware y software, como pueden apreciar los expertos en la técnica. Como se detalla en lo que sigue, el controlador 314 puede incluir un primer sistema de modulación en anchura de pulso (PWM), en el que se modula una posición de un flanco posterior de un pulso de control; y un segundo sistema PWM, en el que se modula una posición de un flanco anterior de un pulso de control. En las realizaciones particulares, el controlador 314 está dispuesto para aplicar una modulación en anchura de pulso (PWM) de flancos posteriores, usando un sistema de control PWM de flancos posteriores para controlar un convertidor primario, y para aplicar una PWM de flancos anteriores, usando un sistema de control PWM de flancos anteriores para controlar un circuito rectificador activo. En diversas realizaciones, el sistema de control PWM de flancos posteriores y el sistema de control PWM de flancos anteriores del controlador 314 controlan una salida de una fuente de alimentación de soldadura por el control de una corriente de salida (tal como una corriente CC de salida), un voltaje de salida o una función de la corriente de salida y el voltaje de salida. Ventajosamente, el controlador 314 puede funcionar también en caso de que una señal común de realimentación accione el sistema de control PWM de flancos posteriores y el sistema de control PWM de flancos anteriores. Al proporcionar un control unificado que usa una señal común (de accionamiento) de

realimentación, la ganancia de bucle de realimentación puede cambiar menos rápidamente y puede ser fácil de ajustar. El aumento del voltaje de salida medio puede seguir también sin discontinuidad el cambio de una señal de mando. Además, un rectificador activo puede que no empiece a funcionar hasta que se necesite, en otras palabras, puede que no funcione hasta que un primer control PWM alcance un máximo.

5 Como se muestra en la figura 23A, una señal, proporcional a una corriente secundaria I_2 , se resta de la señal de referencia en el amplificador de error (EA) que contiene: un nodo sumador A101, un amplificador proporcional A102, un amplificador A103, un integrador A104, un nodo sumador A105 y un limitador A106. La señal de salida del amplificador de error (EAO) se suministra a la entrada del comparador PWM de flancos posteriores A113. Una señal de corriente primaria modificada que tiene una forma trapezoidal, desprovista de la influencia del funcionamiento de
10 conmutación del rectificador secundario activo, se suministra a otra entrada del comparador PWM de flancos posteriores A113, modificada previamente por la adición de la señal en rampa ascendente. La señal en rampa se produce en el generador de rampa A111, sincronizado por pulsos desde el oscilador de régimen G1. La señal en rampa tiene que tener una cierta amplitud; por lo tanto, se incluye un amplificador/atenuador proporcional A112 antes de que la señal en rampa llegue al nodo sumador A110 como una señal RAMP_1'. Considerando que las
15 puertas D101, D102, D103 son transparentes, se puede concluir que la salida del comparador PWM de flancos posteriores A113 restablece el cerrojo PWM D104. La señal de oscilador (OSC) desde el oscilador G1 establece el cerrojo PWM D104 al principio del período. El ciclo máximo de trabajo en el sistema está limitado por el limitador D105 y, entonces, la señal PWM de flancos anteriores se proporciona a la salida en una de las puertas D109 o D110, dependiendo del estado del disparador de dirección D118. Para esta consideración, se supone que la puerta
20 D106 es transparente.

Los métodos de creación de la señal de corriente modificada están representados en la figura 22 y diversas realizaciones de modificadores de la detección de corriente se describen en las realizaciones con respecto a las figuras descritas previamente. En la realización actual, el modificador A7 produce una señal de detección de corriente modificada, unipolar, que contiene una fracción proporcional a la corriente secundaria y una fracción
25 proporcional al valor absoluto de la corriente de magnetización desplazada preliminar. El signo del desplazamiento se cambia debido a la dirección de magnetización, como se representa por la implementación de la DIR de señal desde el disparador de dirección D118. Un filtro de paso bajo A108 y un amplificador de detección de corriente A109 se muestran también en el circuito de detección de corriente.

En la presente realización, la señal de detección de corriente modificada es unipolar. En otras realizaciones distintas,
30 la detección de corriente puede ser bipolar. En esas realizaciones, todos los comparadores PWM con entradas de detección de corriente (A113, A114, A118) están duplicados, y sus salidas se acoplan usando unas puertas lógicas OR o AND, respectivamente. En general, para diversas realizaciones, un método implica la provisión a los comparadores PWM de una señal de detección de corriente que es proporcional a una suma de la corriente secundaria dividida por la relación del transformador, tomada para los arrollamientos secundarios básicos, y la corriente de magnetización detectada primaria del transformador, en el que la inclinación de ambas fracciones tiene
35 la misma derivada (creciente o decreciente). Se pueden aplicar diversos métodos basándose en diversas fuentes de señales de detección de corriente.

La presente realización emplea otro comparador A114 simultáneo, para limitar la corriente máxima. Las señales de salida de los comparadores se suman en la puerta OR D101. Son posibles diversas realizaciones de utilización de
40 este comparador con el fin de una protección contra la saturación del núcleo del transformador y/o protección contra la corriente excesiva. En general, en diversas realizaciones, el número de comparadores simultáneos alternativos, conectados con lógica OR, puede variar de ninguno a algunos, dependiendo de los requisitos. En particular, se puede aplicar el comparador con entrada desde el sensor de flujo magnético del transformador T101, para PCM, así como para modos de control VM, y especialmente para PWM de flancos posteriores VM.

45 En la presente realización, el cerrojo PWM D104 puede que no se establezca al principio del ciclo, si la señal EAO se acciona baja. De esta manera, puede omitirse el pulso PWM particular. Este método se basa en el principio del salto de pulsos. Ya que se pueden saltar ciertos pulsos PWM, no se debe cambiar la dirección de magnetización. Por lo tanto, en la presente realización, el disparador D117 bascula justamente en el pulso PWM, no en el pulso OSC. El estado del disparador de basculamiento D117 se reescribe para el disparador de dirección D118 de modo
50 sincrónico en el pulso OSC.

En la presente realización, la señal de detección de corriente CS descrita previamente se suma en el nodo sumador A115 con la señal en rampa descendente RAMP_2' y la señal en rampa ascendente RAMP_1'. La rampa descendente se genera en el generador de rampa A116, y se amplifica/atenua entonces hasta el nivel necesitado mediante el amplificador/atenuador A112. La señal en rampa producida por el generador A116 al principio del ciclo
55 comienza a partir del valor máximo, y alcanza entonces cero en el momento del ciclo máximo predefinido de trabajo; el predefinido en el limitador D105. La señal de salida CS2 desde el nodo sumador A115 en el presente método tiene una inclinación descendente durante todos los ciclos dentro de todas las inclinaciones ascendentes existentes y predichas de la señal de corriente CS y la inclinación RAMP_1'.

De acuerdo con la presente realización, se describe el método de creación de la PWM de flancos anteriores. La
60 señal CS2 empieza a exceder la señal EAO antes del tiempo definido por el ciclo máximo de trabajo, justamente

- cuando se alcanza el ciclo máximo de trabajo en la primera PWM de flancos posteriores. El aumento adicional de la señal EAO cruza la inclinación descendente de la señal CS2 y desconecta el comparador PWM de flancos anteriores A118. Considerando que las puertas D111, D112, D113, D114 son transparentes, la señal PWM de flancos anteriores desde el comparador PWM de flancos anteriores A118 establece uno de los disparadores D115, D116, cuyo disparador produce señales PWM de flancos anteriores de salida, que accionan los conmutadores del rectificador activo. La señal CS2 tiene una inclinación descendente; así, con la señal EAO creciente, el momento de activar por disparo el comparador PWM de flancos anteriores A118 está desplazando el principio del ciclo. Como consecuencia, una señal EAO creciente causa primero un aumento del ciclo de trabajo del convertidor FB, entonces, después de alcanzar el máximo, causa un aumento del ciclo de trabajo del rectificador activo.
- 5
- 10 Para limitar el voltaje de salida, independientemente de la orden desde el amplificador de error, se implementa otra modulación de flancos anteriores en la realización representada. Una señal proporcional a la corriente de salida se proporciona al nodo sumador A119, donde un cierto valor adecuado para un primer punto requerido de la limitación de voltaje, definido como la corriente I_{2L} , se resta de la señal. Entonces, la señal se amplifica/atenua en el amplificador/atenuador A120 y se rectifica en el rectificador A121, es decir, se ponen a cero los valores negativos.
- 15 La ganancia del A120 está definida por la amplitud de la rampa RAMP_1 y un segundo punto requerido de la limitación de voltaje, definido como una corriente I_{2H} . Ambos comparadores de flancos anteriores están conectados por el principio lógico AND en la puerta D111, permitiendo que la última señal forme el borde ascendente de la PWM de flancos anteriores. Como consecuencia, el intervalo de voltaje de salida está limitado a la zona de corriente más baja según la figura 19.
- 20 Ya que en el método descrito, dependiendo de la manera de la modificación de detección de corriente en el A107, la señal CS puede desaparecer en la PWM de flancos posteriores, y se requiere formar el flanco anterior justamente en un intervalo de flancos posteriores activos, la señal de flancos posteriores desde el limitador de ciclos de trabajo D115 suprime la señal PWM de flancos anteriores en la puerta AND D112. Además, una señal de apagado de la fuente de alimentación o la señal de apagado del rectificador activo puede eliminar también la señal de flancos anteriores, como se muestra en la figura 23A. La señal de desconexión PWM de flancos anteriores desde la salida de la puerta D112 se dirige a través de las puertas D113 o D114 para establecer la entrada de uno de los dos cerrojos PWM D115 o D116, respectivamente, a la fase activa definida por la señal DIR desde el disparador de dirección D108. Para asegurar los cerrojos PWM ZCS D115 y D116, se restablecen después de un cierto tiempo con relación al principio del ciclo. En la presente realización, se aplica un elemento de retardo D117. El tiempo del retardo puede ser proporcional a la corriente de salida, como se presenta en la figura. Alternativamente, el tiempo del retardo se puede establecer constante, según un retardo requerido máximo. En las realizaciones alternativas, el retardo se puede reemplazar por una lógica, accionada por los sensores de corriente o voltaje situados en las bifurcaciones del rectificador activo, como se ha descrito anteriormente con respecto a las figuras previas.
- 25
- 30 Cada vez que se genera el pulso PWM de flancos posteriores, dicho pulso PWM de flancos posteriores es memorizado (almacenado) por el cerrojo ZCS D121 en la señal desde la puerta OR D120, que suma señales de conjunto de los cerrojos PWM de flancos anteriores (véase la figura 23B). Entonces, al principio de un ciclo, el multivibrador monoestable ("monoflop") ZCS D124 genera un pulso. Este pulso es para generar un pulso PWM de flancos posteriores mínimos de la fase opuesta, necesitada para asegurar el funcionamiento ZCS. El cerrojo ZCS D121 se restablece después de la generación del pulso mínimo, que está asegurado por la implementación del retardo D122. Debido al proceso de unificar las PWM de flancos posteriores y flancos anteriores, puede que virtualmente no aparezca el pulso mínimo. En particular, si la señal EAO disminuye instantáneamente, una generación del pulso mínimo protegerá los dispositivos de la conmutación no ZCS.
- 35
- 40 Con el fin de asegurar el funcionamiento ZCS, un disparador D125 se puede implementar también como se muestra. En el caso del apagado de la fuente de alimentación, se bloquea en primer lugar la generación de la señal de accionamiento del rectificador activo. El disparador D121 mantiene el disparador D125 en un estado ENCENDIDO. No es hasta después de la generación del último pulso de flancos posteriores de anchura mínima, al principio del siguiente ciclo, cuando la señal de APAGADO detiene un ajuste adicional del cerrojo PWM D104.
- 45
- En particular, en otras realizaciones, un modo de control de voltaje se puede aplicar también en un control PWM. En estas otras realizaciones, las consideraciones previas permanecen sin cambios, con la eliminación de la detección de la corriente primaria y el ajuste de ambas rampas, ajustando las ganancias de los amplificadores A112, A117. Respectivamente, la señal CS1 empieza en cero al principio del ciclo.
- 50
- Una realización alternativa, donde se aplica una detección de voltaje o corriente para asegurar el funcionamiento ZCS, se presenta en la figura 23C. La disposición de circuito 330 puede emplear la detección de las corrientes I_7 , I_8 en las bifurcaciones del rectificador activo, usando unos sensores de corriente T27, T28, o puede emplear la detección del voltaje en los conmutadores unipolares activos VD7 junto con VT7, y VD8 junto con VT8. En diversas realizaciones, se puede detectar voltaje en la parte activa del conmutador, es decir, en VT7 o VT8. Las señales PWM seleccionadas por las puertas D113 y D114, respectivamente, establecen los cerrojos PWM de flancos anteriores D115 y D116, del mismo modo que en la realización previa. Los cerrojos de flancos anteriores D115, D116 son restablecidos no por la señal retardada de un nuevo ciclo, más bien por las señales desde unos comparadores A131, A132, cuyos comparadores detectan la presencia de corriente en los conmutadores activos o
- 55
- 60

una caída de voltaje en los conmutadores activos. Una vez que la corriente alcanza cero, o la caída de voltaje alcanza cero, se restablece el cerrojo PWM de flancos anteriores D115 o el cerrojo PWM de flancos anteriores D116 respectivo, y se apaga el conmutador VT7 o VT8 respectivo, en ausencia de la corriente. Los retardos D131, D133 y las puertas AND D132, D134 se aplican para asegurar un funcionamiento apropiado del circuito. El pulso mínimo independiente de la PWM de flancos posteriores, necesitado para el funcionamiento ZCS, aunque generado en la realización previa usando el multivibrador monoestable D124, se genera en la presente realización basándose en las condiciones lógicas. La señal de régimen OSC hace que comience el pulso mínimo al establecer el cerrojo D136 o el cerrojo D138. Las puertas AND D135, D137 permiten el establecimiento de los disparadores justamente en presencia de la señal PWM de flancos anteriores. El cerrojo D136 y el cerrojo D138 se restablecen simultáneamente con los cerrojos de flancos posteriores D115, D116. La señal PWM de flancos posteriores que fuerza el funcionamiento del convertidor primario, independientemente de la señal de realimentación, se crea tras la salida de la puerta OR D139 y se suministra al sistema de control de flancos posteriores a través de la puerta D106.

La figura 24 muestra un diagrama de temporización del funcionamiento de control unificado. Con fines ilustrativos, la salida del amplificador de error (EAO) se muestra como una señal escalonada, que cambia justamente antes del principio del ciclo (desarrollos cronológicos TL3, TL9, TL10). De modo similar, con fines ilustrativos, una señal de detección de corriente modificada, que incluye la rampa (CS1@Dmax), se muestra como para el funcionamiento del ciclo máximo de trabajo (desarrollo cronológico TL1, TL3). La rampa descendente (RAMP2, desarrollo cronológico TL2) tiene una amplitud ajustada para cumplir la inclinación máxima esperada de la CS1. La segunda detección de corriente (CS2, CS2@Dmax) es una suma de la CS1 y la RAMP2 (desarrollos cronológicos TL3, TL10) y siempre ha de tener una inclinación descendente. La totalidad de las tres señales: CS1@Dmax, CS2@Dmax, EAO, se presentaron en el mismo diagrama (desarrollo cronológico TL3) para mostrar puntos de desconexión PWM del primer de control PWM de flancos posteriores y del segundo control PWM de flancos anteriores. Como puede verse, una señal EAO creciente causa un aumento del ciclo de trabajo de las primeras señales PWM (PWM_A, PWM_B, desarrollos cronológicos TL4, TL5) hasta el ciclo máximo de trabajo en el ciclo 3a. Cuando se alcanza el ciclo máximo de trabajo y la EAO sigue aumentando, el segundo control PWM comienza a desplazar el flanco anterior de una señal de control del rectificador activo (PWM_D, PWM_C, desarrollos cronológicos TL6, TL7), aumentando así el voltaje de salida (V_2 , desarrollo cronológico TL8) al añadir pulsos de voltaje alto cada vez más anchos. En diversos sistemas de detección de corriente primaria, la señal CS puede desaparecer al final del ciclo de trabajo (desarrollo cronológico TL9). Entonces, la señal CS2 puede tener una forma escalonada (desarrollo cronológico TL10), cuya forma puede conducir a un lanzamiento no deseado del rectificador activo. Debido a la activación periódica de la salida de los comparadores PWM de flancos anteriores, el rectificador activo no se lanza hasta que el ciclo de trabajo alcanza un máximo (flechas a puntos sin pulso). En el desarrollo cronológico TL10, puede verse el cruce de la señal CS2 y la señal EAO, aunque no se han lanzado ni los pulsos PWM_C ni los PWM_D (ciclos 1a, 2a, 3a). El rectificador activo es activado en los ciclos 4a, 5a, 6a (señales PWM_C y PWM_D) y, entonces, los pulsos desaparecen de nuevo en los ciclos 7a y 8a. Ya que la señal EAO es menor que la CS1 al principio del ciclo 7a, normalmente, no se generaría ningún pulso PWM_A (o PWM_B). En particular, ya que uno de los conmutadores en un rectificador activo fue activado (PWM_D) durante el ciclo 6a, el pulso corto en la salida PWM_A se genera para conseguir la fase ZCS del rectificador activo. Ya que no hay activación del rectificador activo en el ciclo 7a y el comparador de flancos posteriores sigue ordenando no comenzar el pulso, el PWM_B no aparece en el ciclo 8a. En particular, en tal caso, no se cambia la señal de dirección DIR. Se puede concluir que el voltaje de salida medio aumenta sin discontinuidad y proporcionalmente a la señal EAO. Durante la transición del ciclo con rectificador activo habilitado a un ciclo con rectificador activo deshabilitado, el pulso de conmutación de anchura mínima se genera en la salida PWM_A o PWM_B, incluso si el control PWM de flancos posteriores ordena saltar el pulso.

La presente invención no se ha de limitar en alcance por las realizaciones específicas descritas en esta memoria. En realidad, otras realizaciones y modificaciones distintas de la presente invención, además de las descritas en esta memoria, serán evidentes para los expertos en la técnica a partir de la descripción anterior y los dibujos que se acompañan.

Son posibles variaciones y modificaciones dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Un aparato de fuente de alimentación (300) de soldadura configurado para proporcionar potencia de soldadura de corriente continua (CC), que comprende:

un componente (304) dispuesto para proporcionar a la salida un voltaje de bus CC;

5 un convertidor de potencia de corriente continua a corriente alterna (CC-CA) (306), estando el convertidor CC-CA dispuesto para recibir el voltaje de bus CC y para proporcionar a la salida un voltaje de corriente alterna (CA) primario;

una etapa transformadora de aislamiento (308) configurada para recibir el voltaje alterno primario desde el convertidor de potencia CC-CA (306) en un lado primario del aparato (300);

10 un circuito rectificador activo (310), estando el circuito rectificador activo (310) dispuesto en un lado secundario del aparato y acoplado a la etapa transformadora de aislamiento (308); y

un controlador (314) acoplado al circuito rectificador activo (310) y al convertidor CC-CA (306), en el que el circuito rectificador activo (310) está configurado para funcionar con conmutación a corriente cero, ZCS,

caracterizado por que el controlador (314) comprende:

15 un primer sistema de modulación en anchura de pulso (PWM), en el que el primer sistema PWM está configurado para modular una posición de un flanco posterior de una señal de control;

un segundo sistema PWM, en el que el segundo sistema PWM está configurado para modular una posición de un flanco anterior de una señal de control;

un cerrojo ZCS (D121); una puerta OR (D120); y unos cerrojos PWM (D115, D116),

20 en el que el controlador (314) está configurado para almacenar un pulso PWM de flancos posteriores en el cerrojo ZCS (D121) de acuerdo con una señal desde la puerta OR (D120), que está configurada para sumar señales de conjunto de los cerrojos PWM (D115, D116) que están configurados para generar señales de conmutación para el circuito rectificador activo (310), y

25 en el que el controlador (314) está configurado además para usar una versión modulada de una salida del cerrojo ZCS (D121) a fin de activar por disparo unas salidas de unas señales PWM (D109, D110) suministradas al convertidor de potencia CC-CA (306).

2. El aparato según la reivindicación 1, en el que el circuito rectificador activo comprende: un rectificador pasivo (VD5, VD6), conectado a un primer conjunto de arrollamientos secundarios (z21, z22) de la etapa transformadora de aislamiento (308), y un rectificador activo (VT7, VT8), conectado a un segundo conjunto de arrollamientos secundarios (z23, z24) de la etapa transformadora de aislamiento (308), en el que el rectificador activo (VT7, VT8) y el rectificador pasivo (VD5, VD6) están configurados para suministrar voltaje CC a una salida del aparato (300).

3. El aparato (300) según la reivindicación 1, que comprende además:

al menos un sensor de corriente (TC10, TC11), estando dicho al menos un sensor de corriente configurado para medir directamente una corriente de salida; y

35 al menos un sensor adicional, estando dicho al menos un sensor adicional configurado para medir una cantidad física relacionada con un flujo de magnetización en la etapa transformadora de aislamiento (308).

4. Un método para controlar una fuente de alimentación (300) de soldadura, que comprende:

convertir un voltaje de bus de corriente continua (CC), usando un convertidor primario (306), en un voltaje de corriente alterna (CA) primario en un lado primario de la fuente de alimentación (300) de soldadura;

40 transformar el voltaje CA primario en una señal CA secundaria; y

rectificar la señal CA secundaria para generar una corriente CC de salida, usando un circuito rectificador activo (310), en el que la conmutación a corriente cero, ZCS, tiene lugar en el circuito rectificador activo (310),

caracterizado por que

45 se aplica una modulación en anchura de pulso (PWM) de flancos posteriores usando un sistema de control PWM de flancos posteriores para controlar el convertidor primario (306),

se aplica una PWM de flancos anteriores usando un sistema de control PWM de flancos anteriores para controlar el circuito rectificador activo (310),

se almacena un pulso PWM de flancos posteriores en un cerrojo ZCS (D121) de acuerdo con una señal desde una puerta OR (D120), que suma señales de conjunto de los cerrojos PWM que generan señales de conmutación para el circuito rectificador activo (310), y

5 se usa una versión modulada de una salida del cerrojo ZCS (D121) para activar por disparo unas salidas de señales PWM suministradas al convertidor primario (306).

5. El método según la reivindicación 4, en el que el sistema de control PWM de flancos posteriores y el sistema de control PWM de flancos anteriores controlan, juntos, una salida de la fuente de alimentación (300) de soldadura controlando uno de: una corriente de salida, un voltaje de salida y una función de la corriente de salida y del voltaje de salida, y

10 en el que el sistema de control PWM de flancos posteriores y el sistema de control PWM de flancos anteriores son accionados por una señal común de realimentación.

6. El método según la reivindicación 5,

15 en el que el sistema de control PWM de flancos posteriores está dispuesto para aumentar un ciclo de trabajo desde cero hasta un ciclo máximo predefinido de trabajo, a continuación de un aumento de una señal de realimentación, y en el que, después de que una señal PWM de flancos posteriores alcance el ciclo máximo predefinido de trabajo, el sistema de control PWM de flancos anteriores disminuye un desplazamiento de un flanco anterior desde un desplazamiento igual a un ciclo máximo predefinido de trabajo de la señal PWM de flancos posteriores hacia cero, a continuación de un aumento adicional de una señal de realimentación.

7. El método según la reivindicación 4,

20 en el que, después de que se cumple un nivel predefinido de corriente de salida o un nivel predefinido de potencia, se produce un aumento en un desplazamiento de una señal PWM de flancos anteriores, a continuación de un aumento de la corriente de salida, en el que el aumento del desplazamiento de la señal PWM de flancos anteriores proporciona una limitación de uno de: un voltaje de salida y una potencia de salida.

8. El método según la reivindicación 4,

25 en el que la PWM de flancos posteriores comprende generar una serie de señales caracterizadas por un ciclo de trabajo PWM de flancos posteriores, en el que el ciclo de trabajo PWM de flancos posteriores está limitado por al menos uno de: unas corrientes en los dispositivos de conmutación de la fuente de alimentación (300) de soldadura, una corriente de salida de la fuente de alimentación (300) de soldadura, una potencia de soldadura y un flujo magnético,

30 en el que el sistema de control PWM de flancos posteriores disminuye el ciclo de trabajo PWM de flancos posteriores cuando se alcanza un nivel predefinido, en el que el nivel predefinido comprende uno de: un nivel de corriente en los dispositivos de conmutación de la fuente de alimentación (300) de soldadura, un nivel de corriente de salida de la fuente de alimentación de soldadura, un nivel de potencia de soldadura y un nivel de flujo magnético.

35 9. El método según la reivindicación 4,

en el que el sistema de control PWM de flancos posteriores controla uno de: una salida controlando una corriente de salida, un voltaje de salida y una función de la corriente de salida y el voltaje de salida, y en el que el sistema de control PWM de flancos anteriores no emplea una señal de realimentación que controla el sistema de control PWM de flancos posteriores.

40 10. El método según la reivindicación 9,

45 en el que el sistema de control PWM de flancos posteriores genera una serie de señales caracterizadas por un ciclo de trabajo PWM de flancos posteriores, mientras que el sistema de control PWM de flancos posteriores genera una serie de señales caracterizadas por un desplazamiento de una señal PWM de flancos anteriores, en el que, por debajo de un nivel predefinido del ciclo de trabajo PWM de flancos posteriores, se produce un aumento en un desplazamiento de las señales PWM de flancos anteriores, causando un aumento del ciclo de trabajo PWM de flancos posteriores, hasta que dicho ciclo de trabajo PWM de flancos posteriores es igual al nivel predefinido o es menor que un desplazamiento de una PWM de flancos anteriores, y en el que, por encima del nivel predefinido del ciclo de trabajo PWM de flancos posteriores, un desplazamiento del flanco anterior disminuye hasta un valor definido por una limitación de la potencia de salida o del voltaje de salida.

50 11. El método según la reivindicación 4, en el que una señal PWM de flancos anteriores, generada por el sistema de control PWM de flancos anteriores, no comienza en ausencia de una señal PWM de flancos posteriores, generada por el sistema de control PWM de flancos posteriores.

12. El método según la reivindicación 4, en el que, durante el apagado de la fuente de alimentación (300) de

soldadura, no se apaga el convertidor primario (306) antes de que estén apagados los conmutadores del circuito rectificador activo (310).

13. El método según la reivindicación 4,

5 en el que el sistema de control PWM de flancos anteriores genera dos series de señales PWM de flancos anteriores,

10 en el que el sistema de control PWM de flancos posteriores genera dos series de señales PWM de flancos posteriores, en el que una señal PWM de flancos anteriores de una primera serie comienza con un desplazamiento regulado con relación al comienzo de una señal PWM de flancos posteriores de la primera serie y termina al conseguir la conmutación a corriente cero (ZCS) del conmutador rectificador activo accionado por esta señal, y

en el que la conmutación de apagado a corriente cero se comienza al principio de una señal PWM de flancos posteriores de una segunda serie.

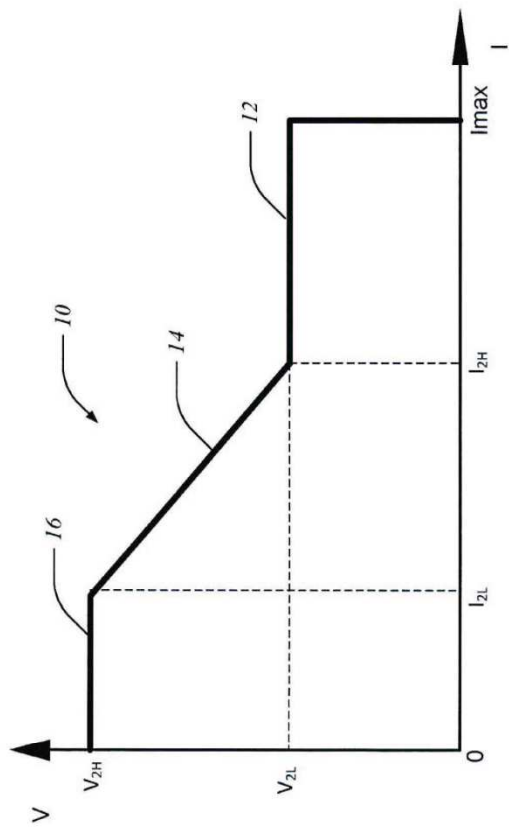


FIG. 1

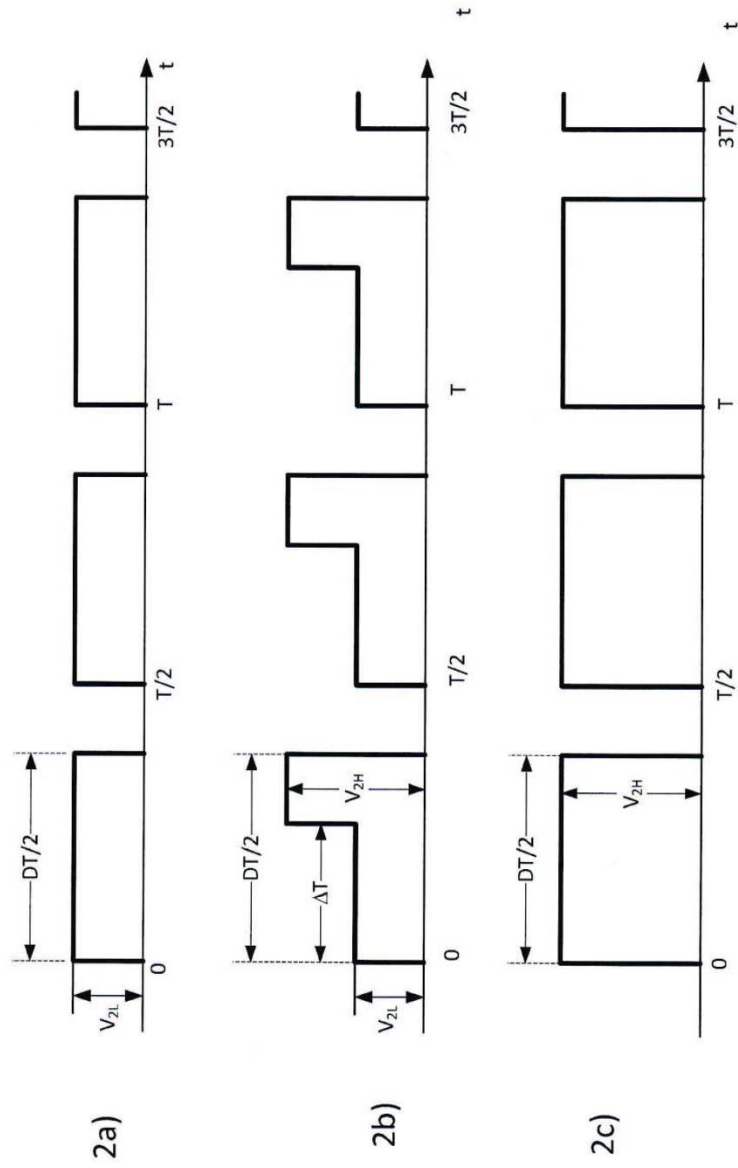


FIG. 2

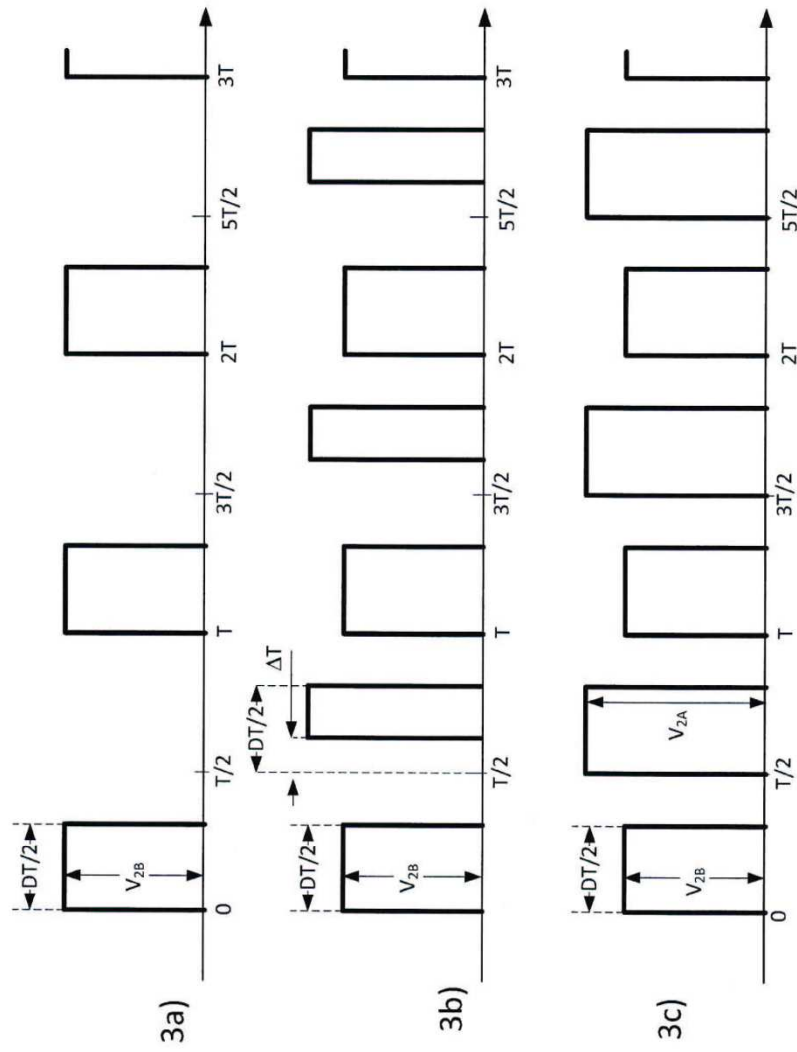
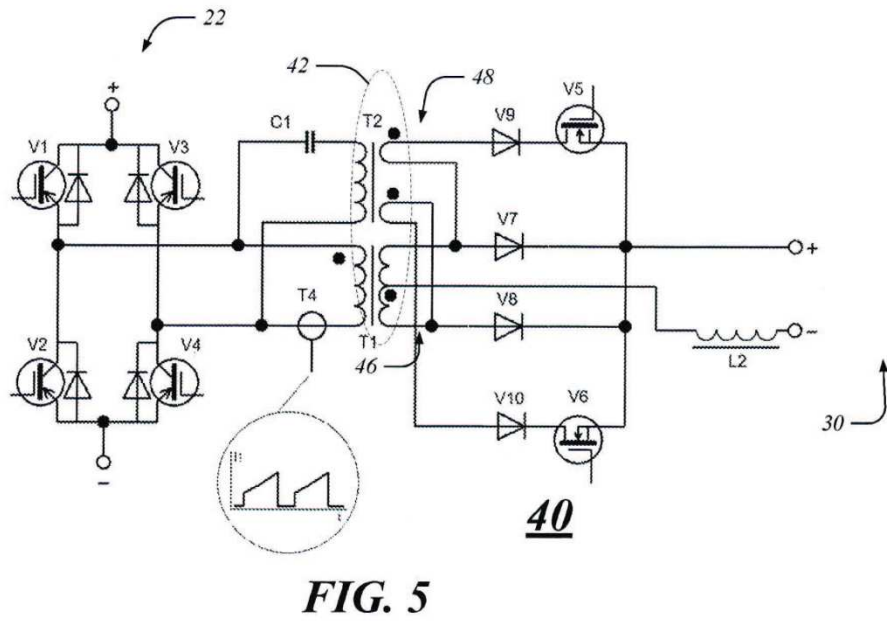
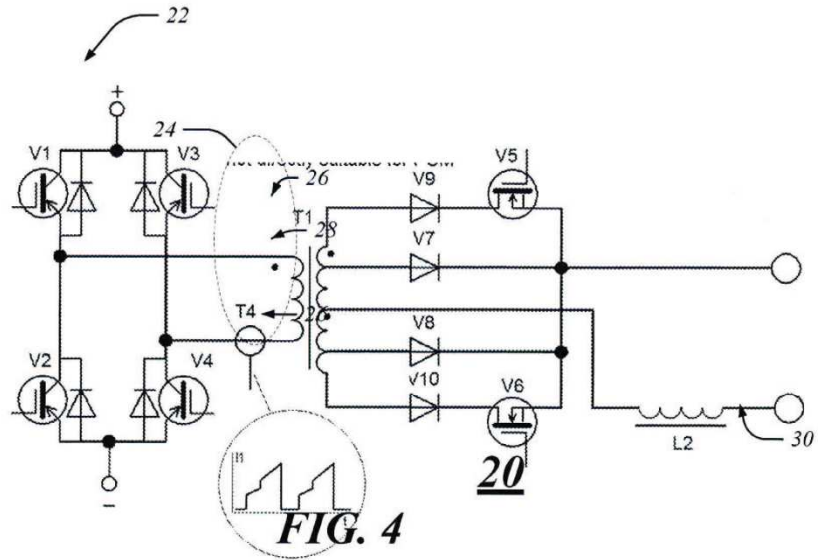


FIG 3.



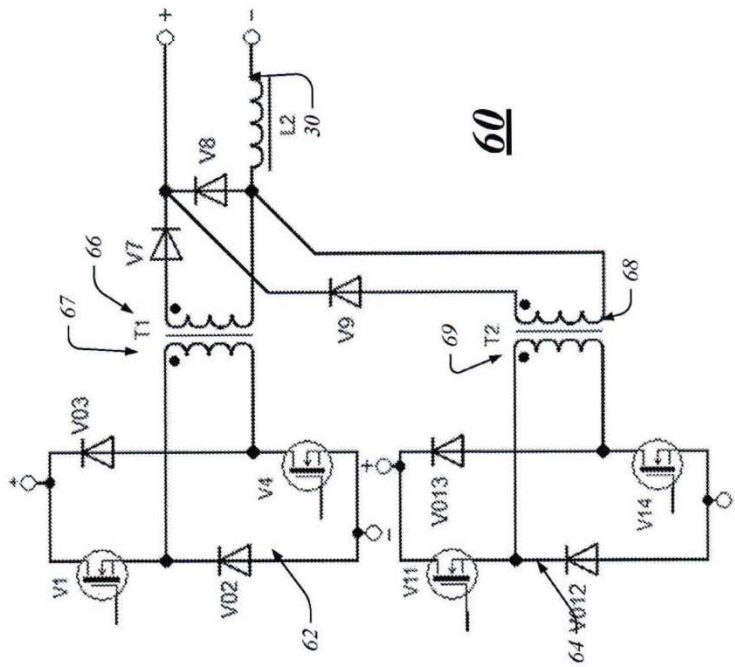


FIG. 6

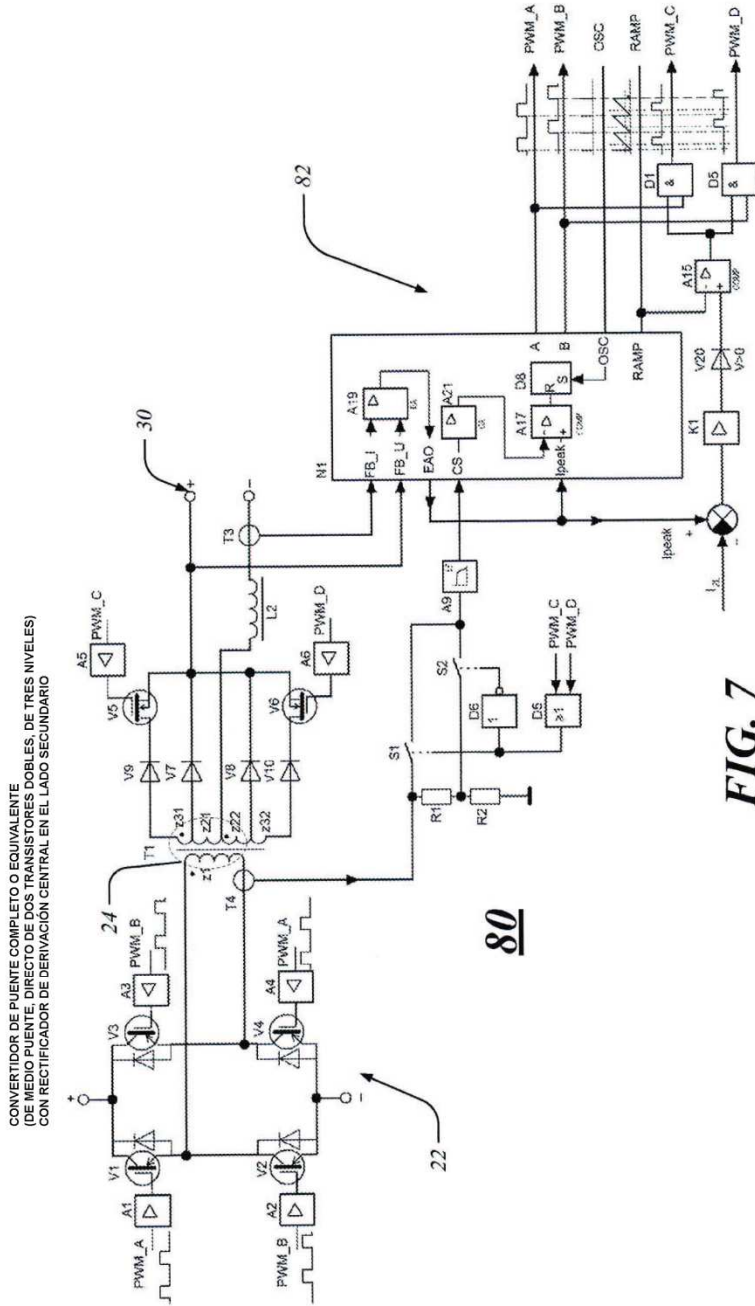


FIG. 7

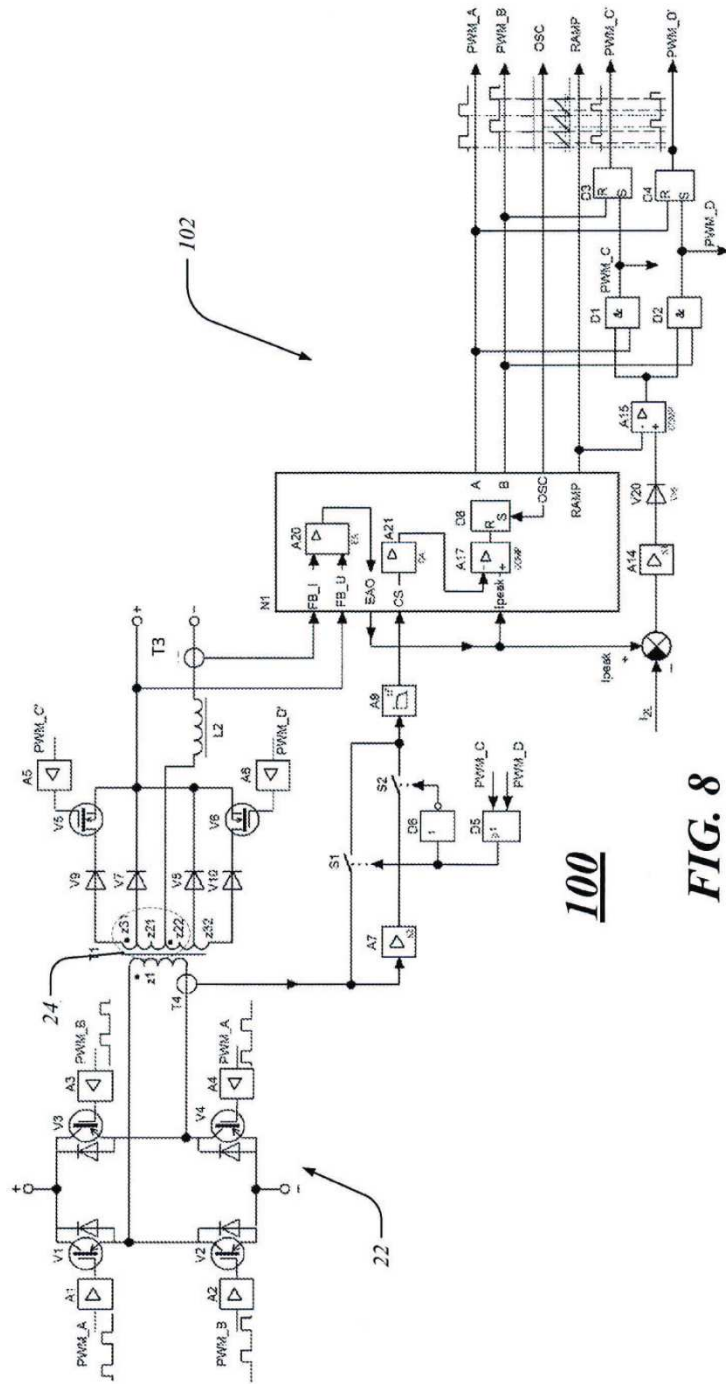
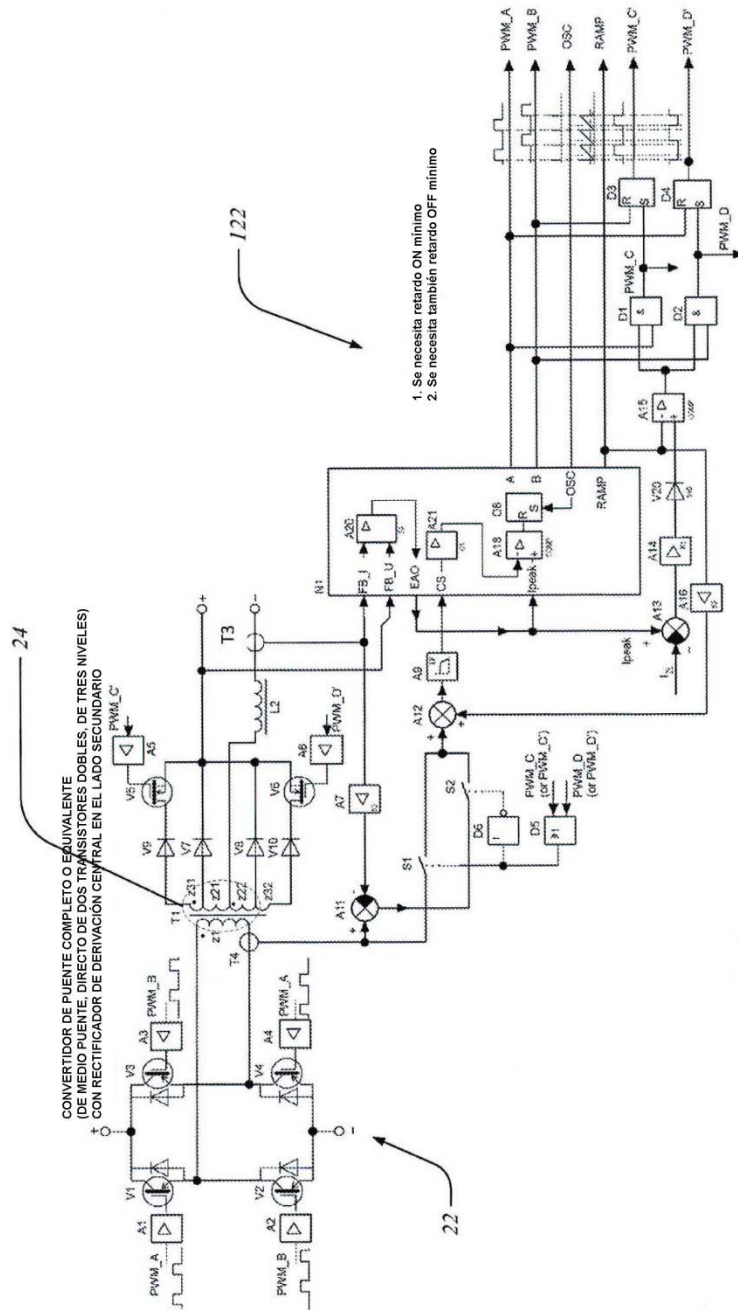
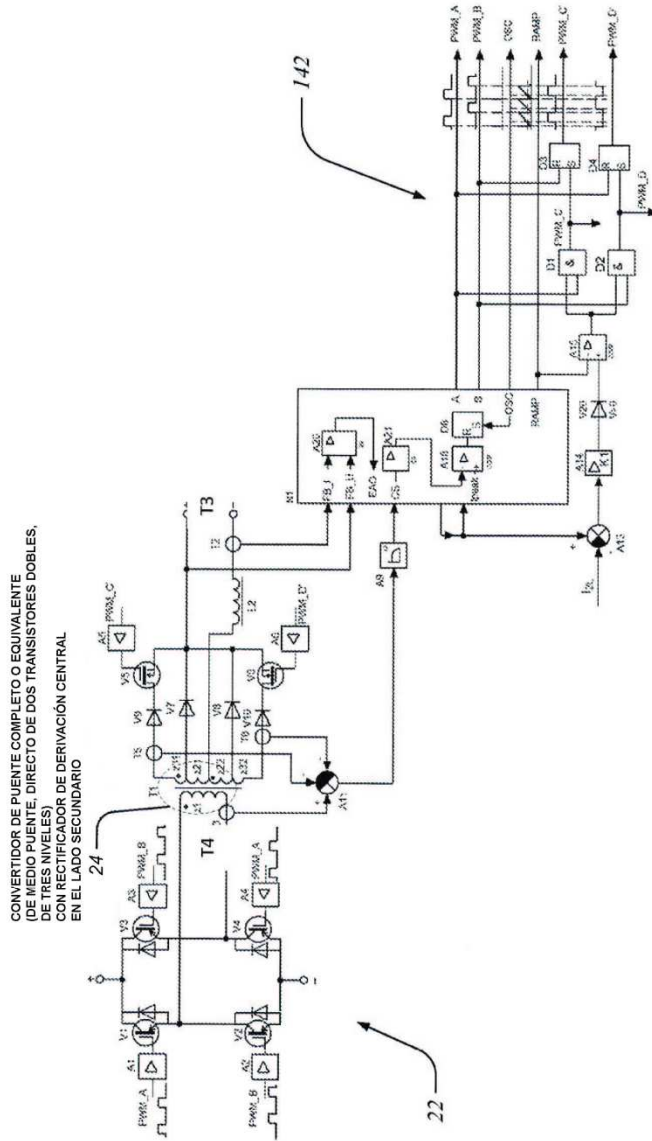


FIG. 8

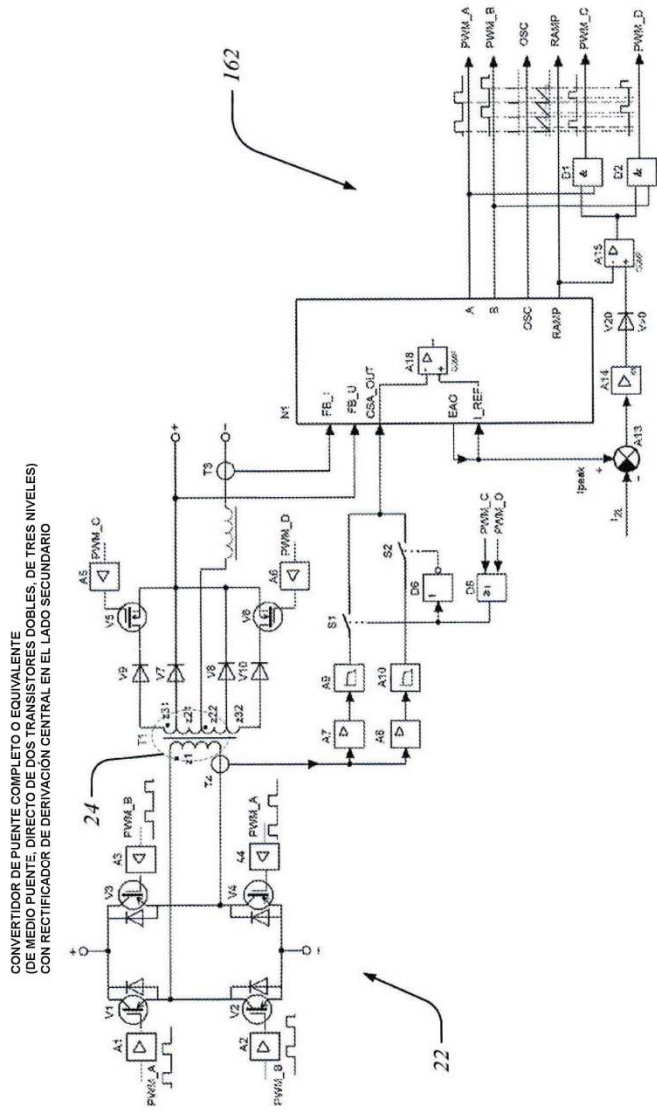


120

FIG. 9



140



160

FIG. 11

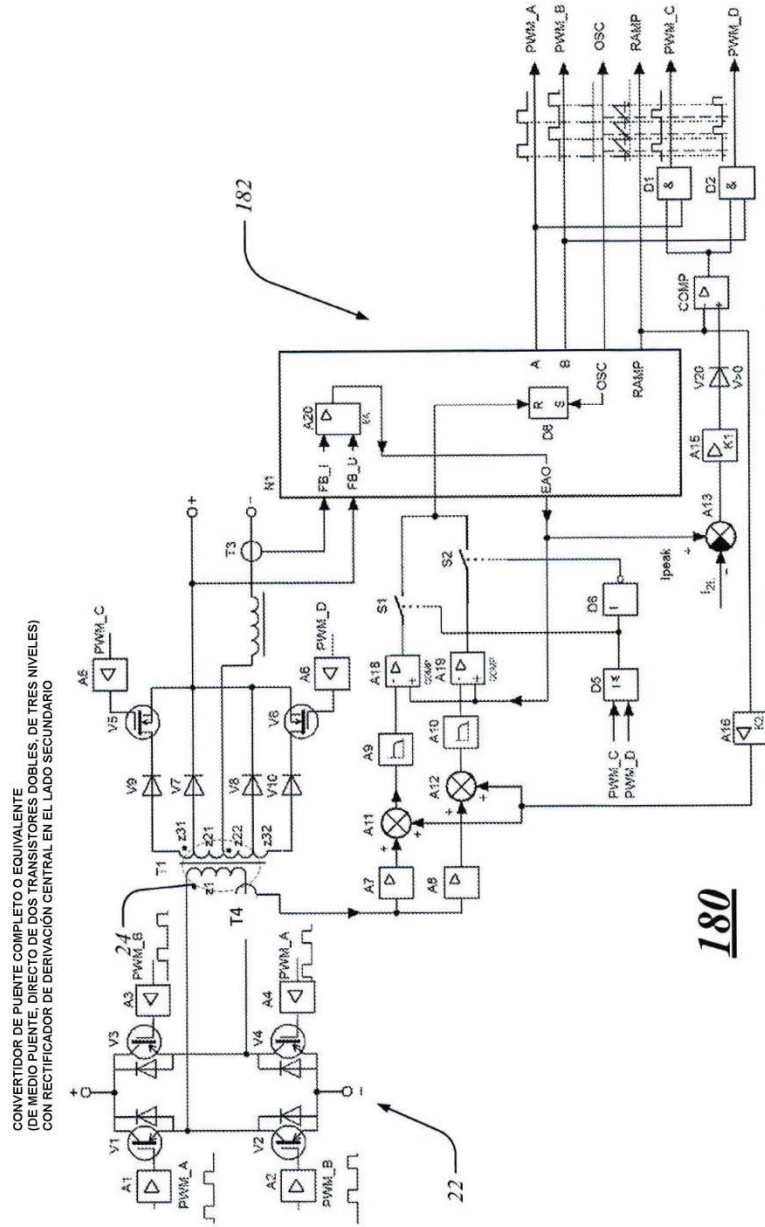


FIG. 12

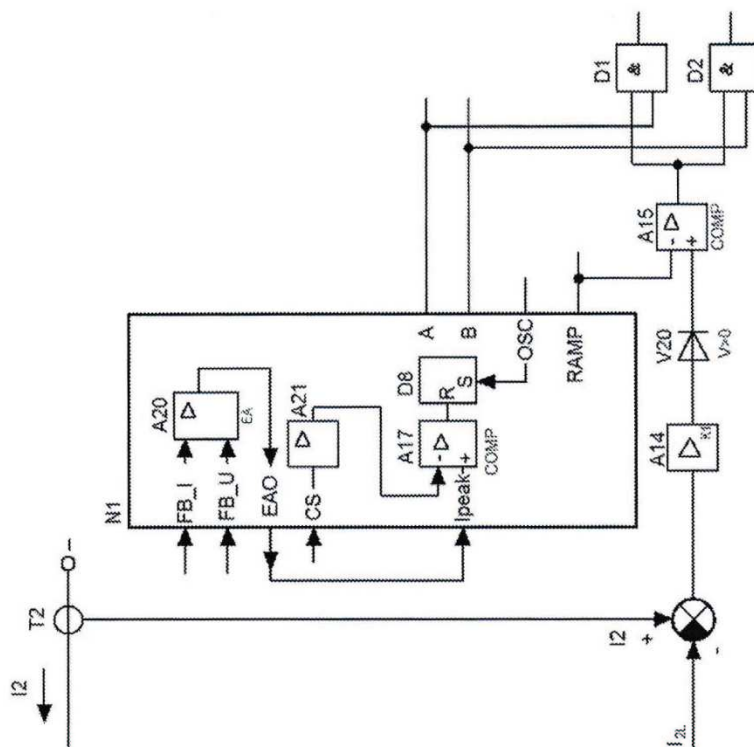


FIG. 13

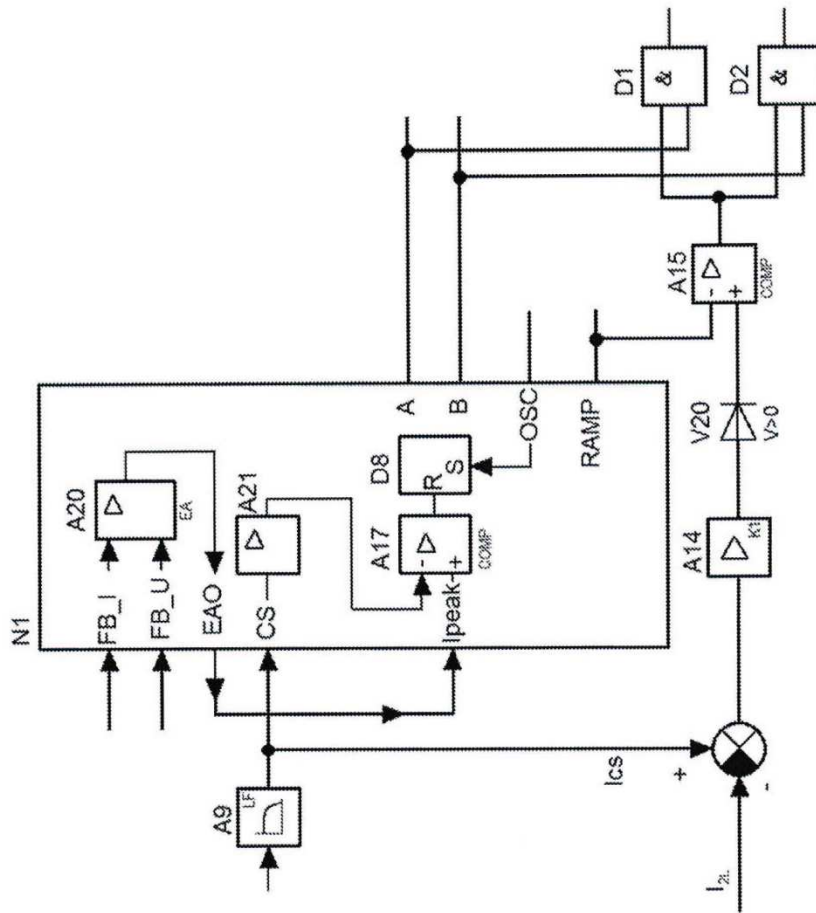
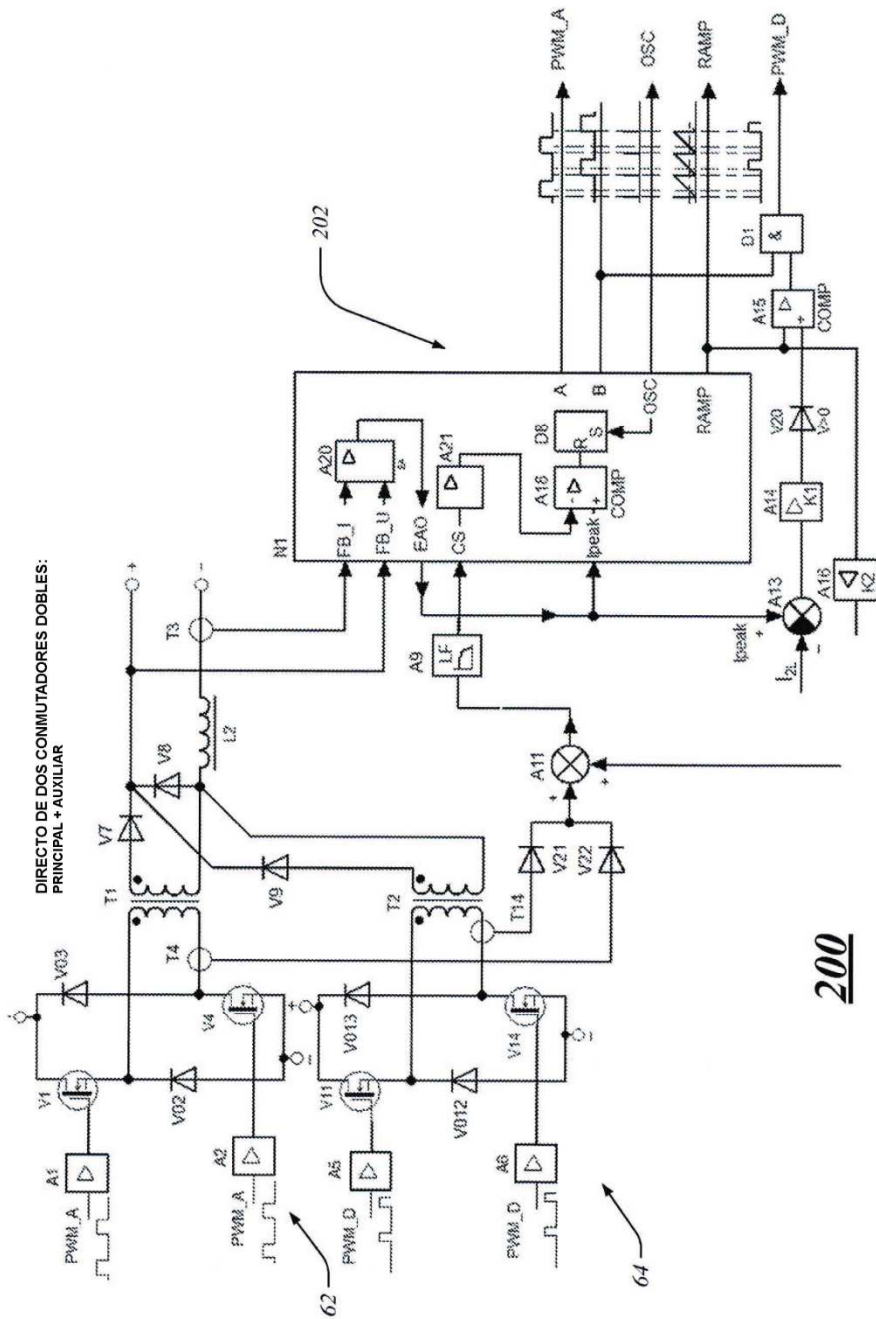


FIG. 14



200

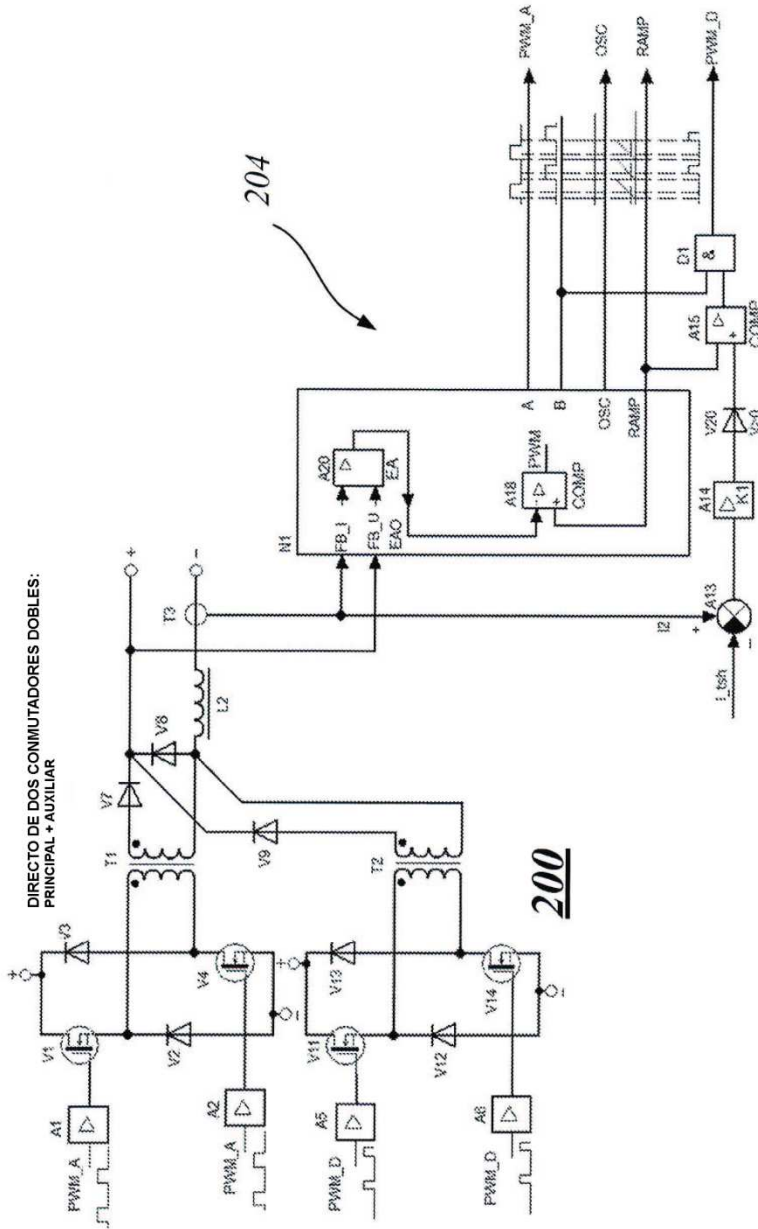


FIG. 16

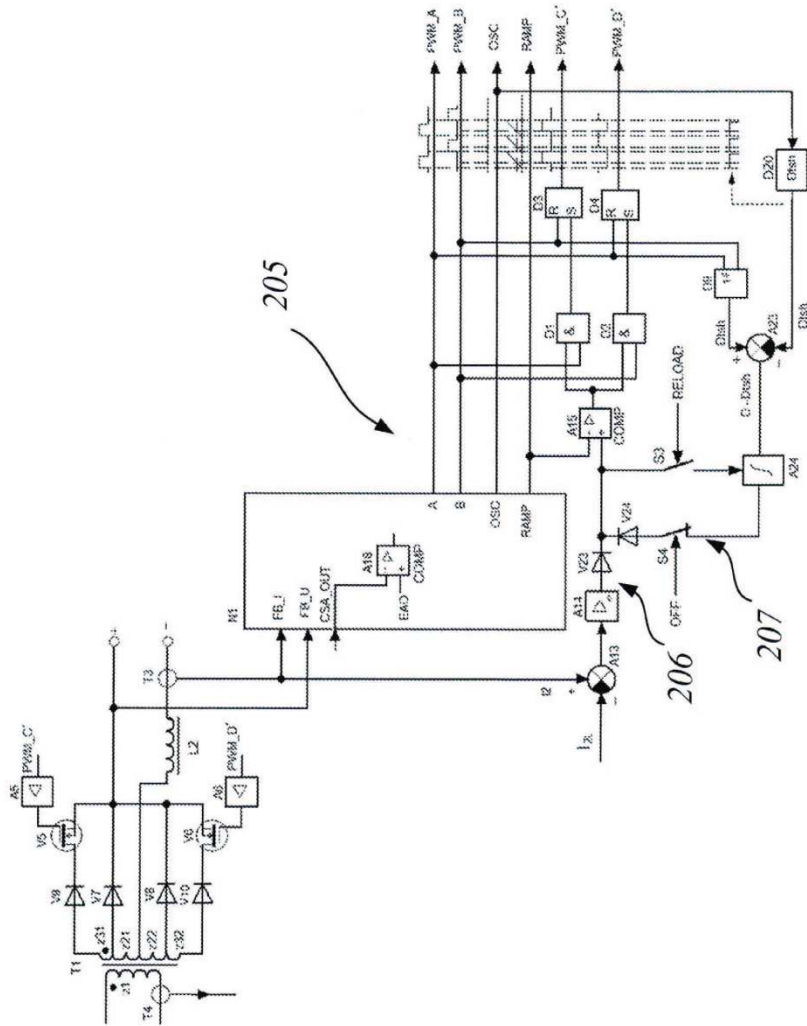


FIG. 17

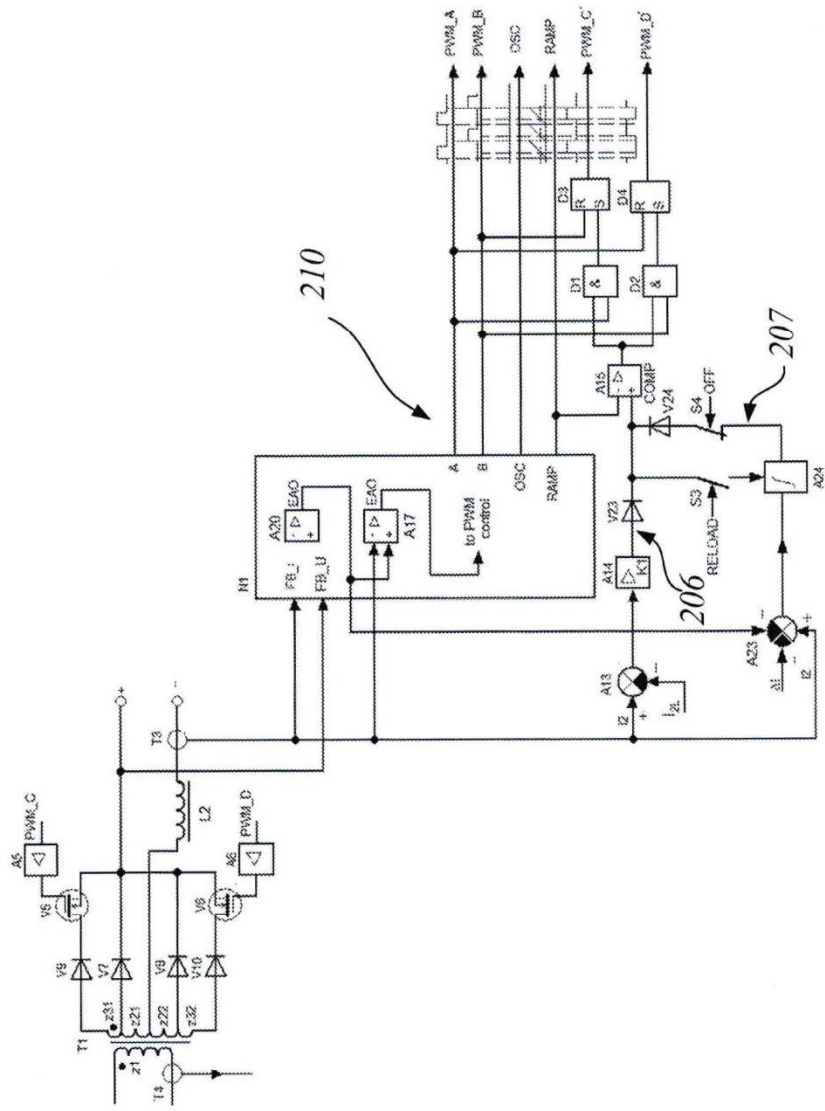


FIG. 18

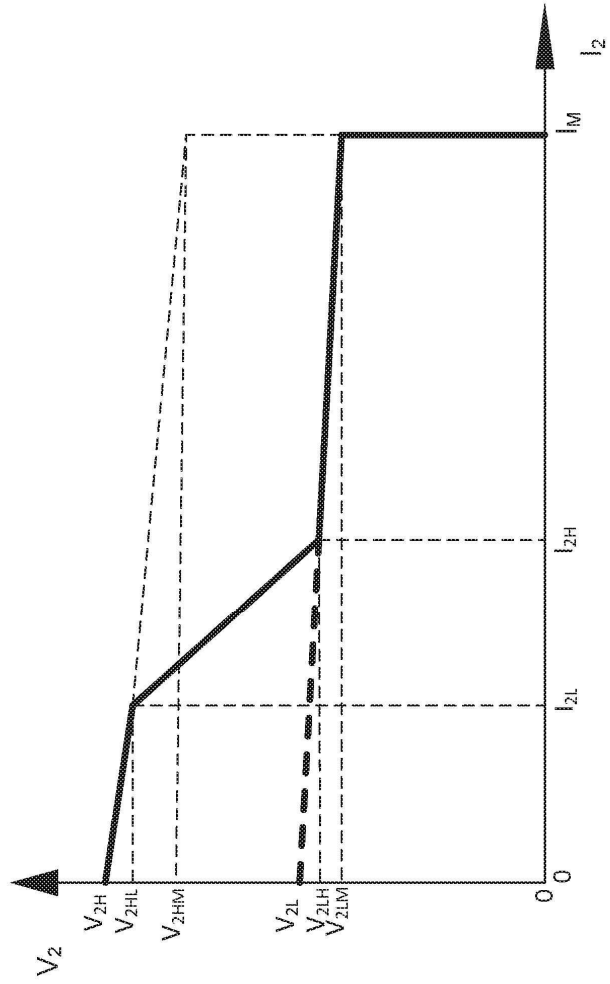
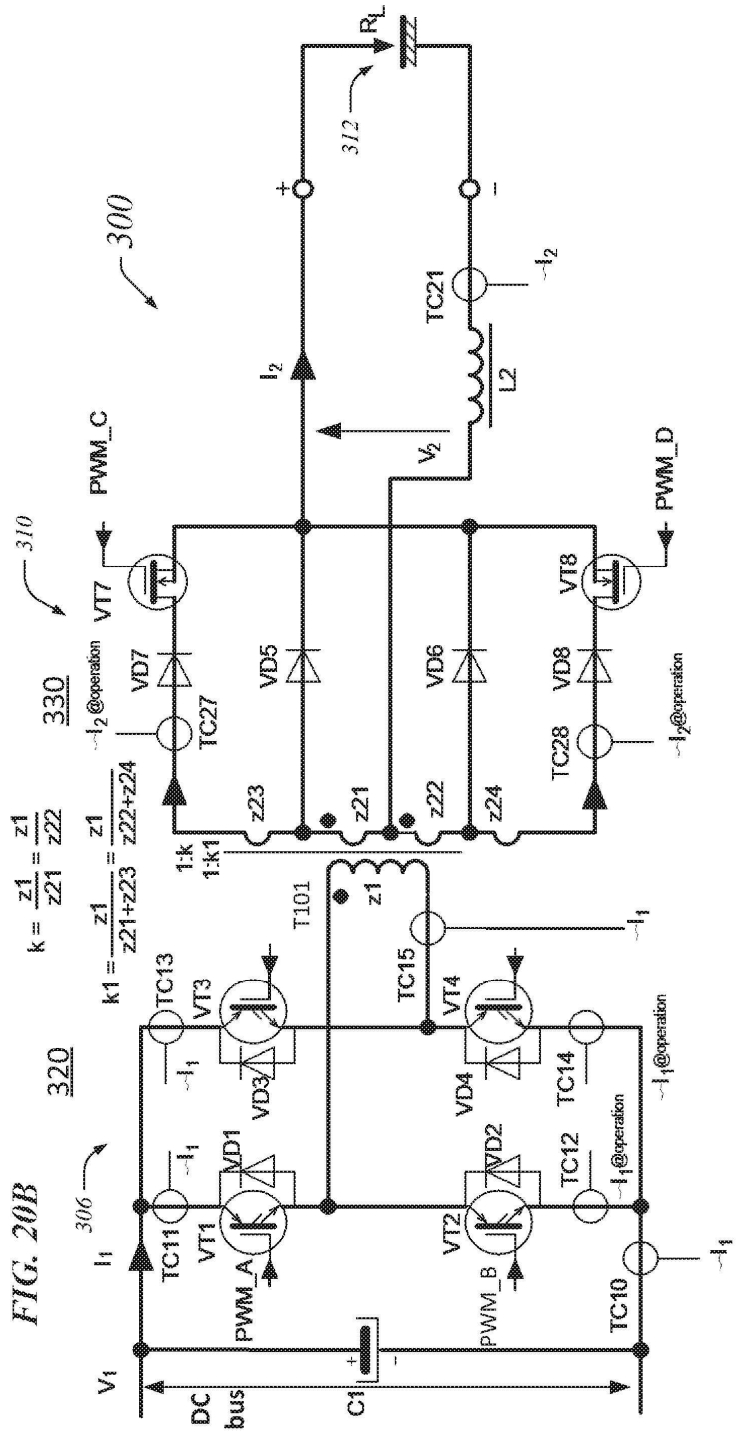
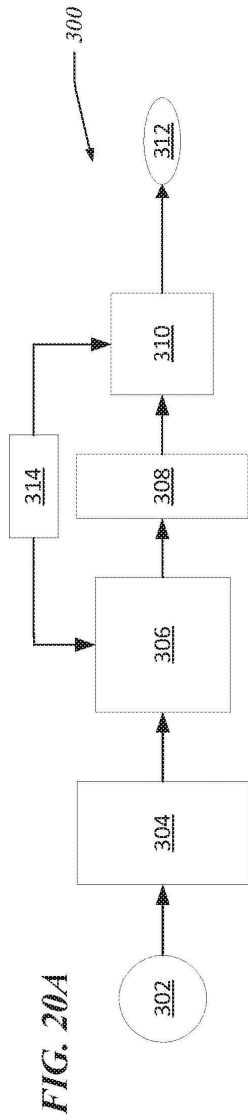
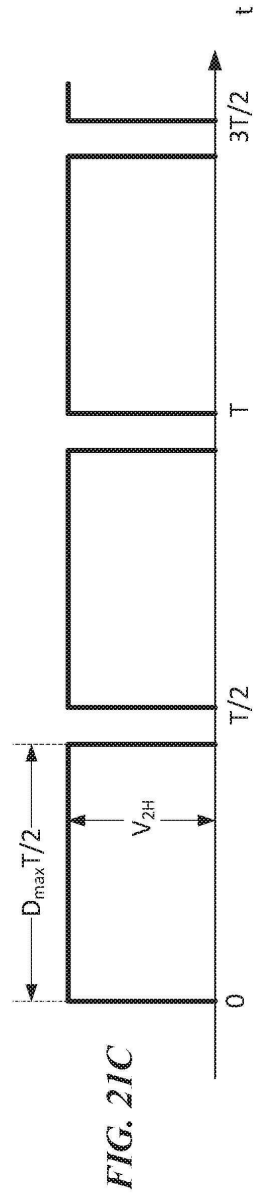
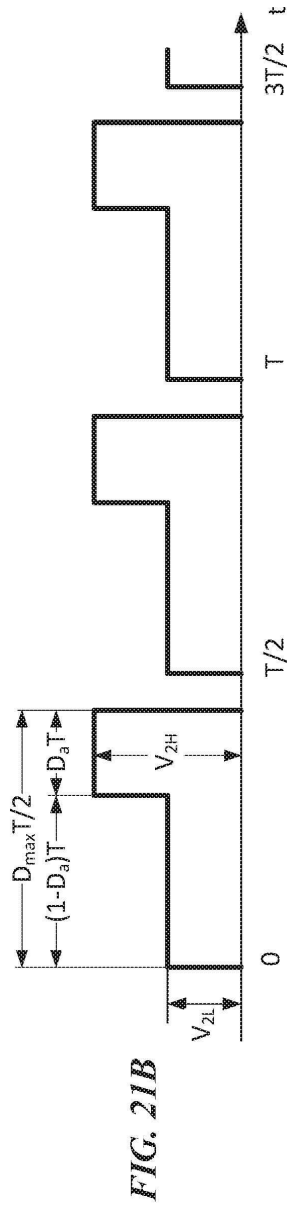
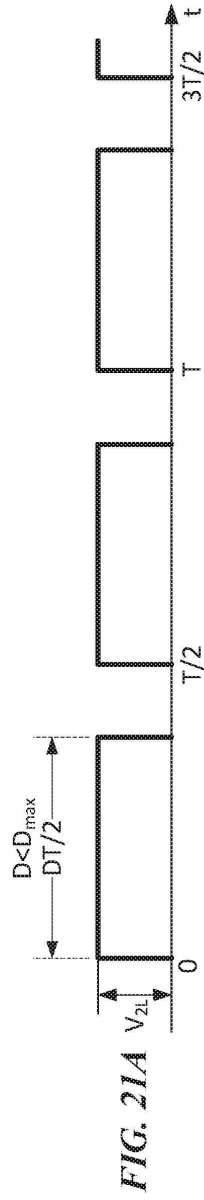


FIG. 19





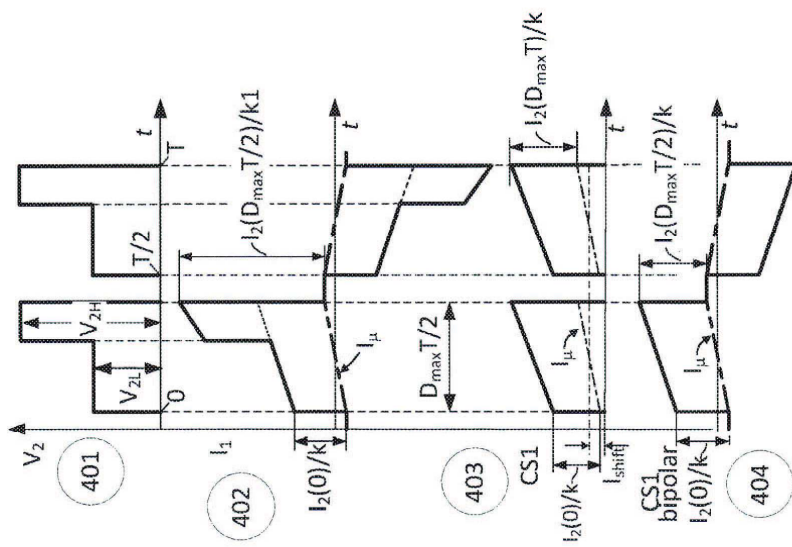
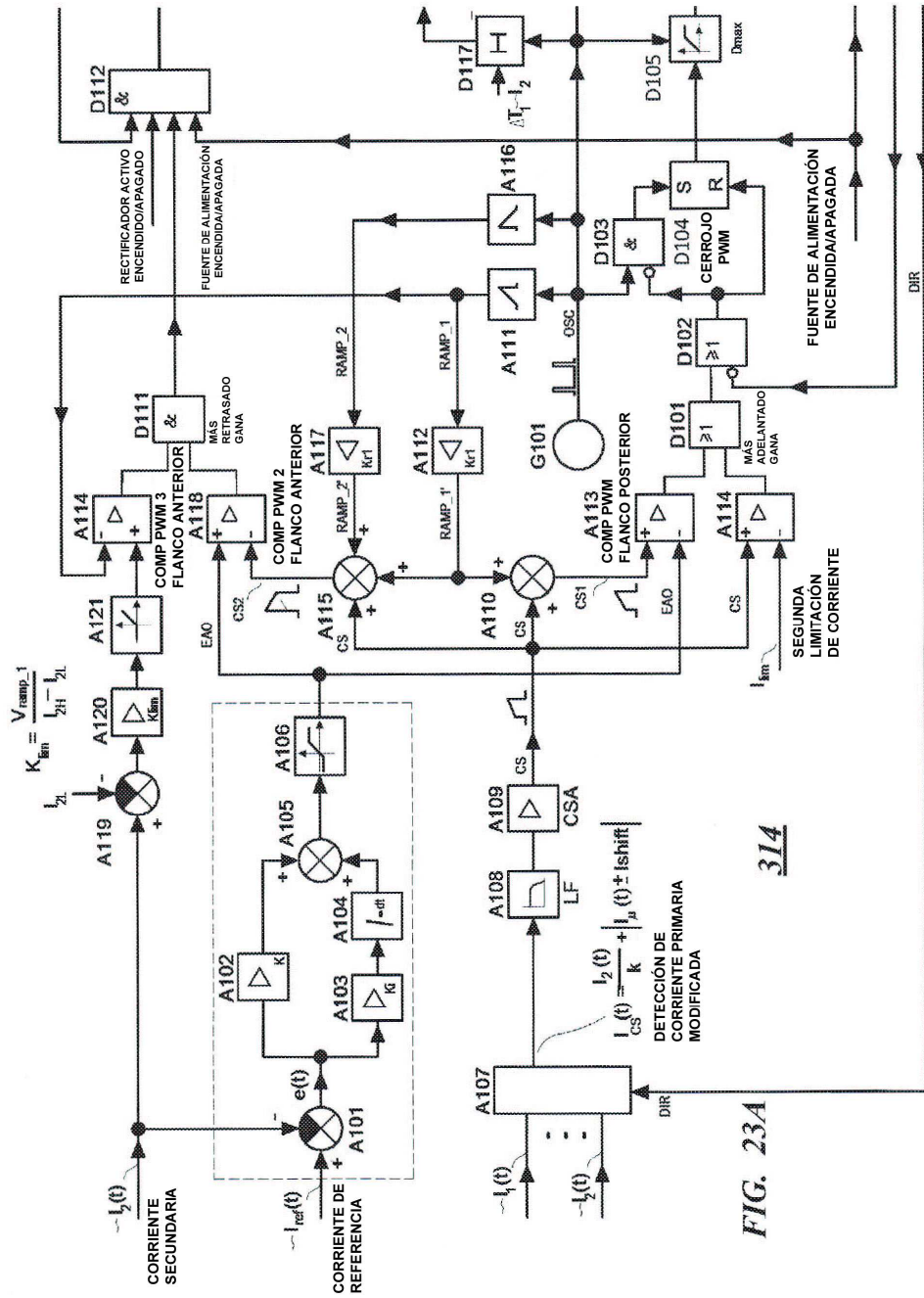


FIG. 22



314
FIG. 23A

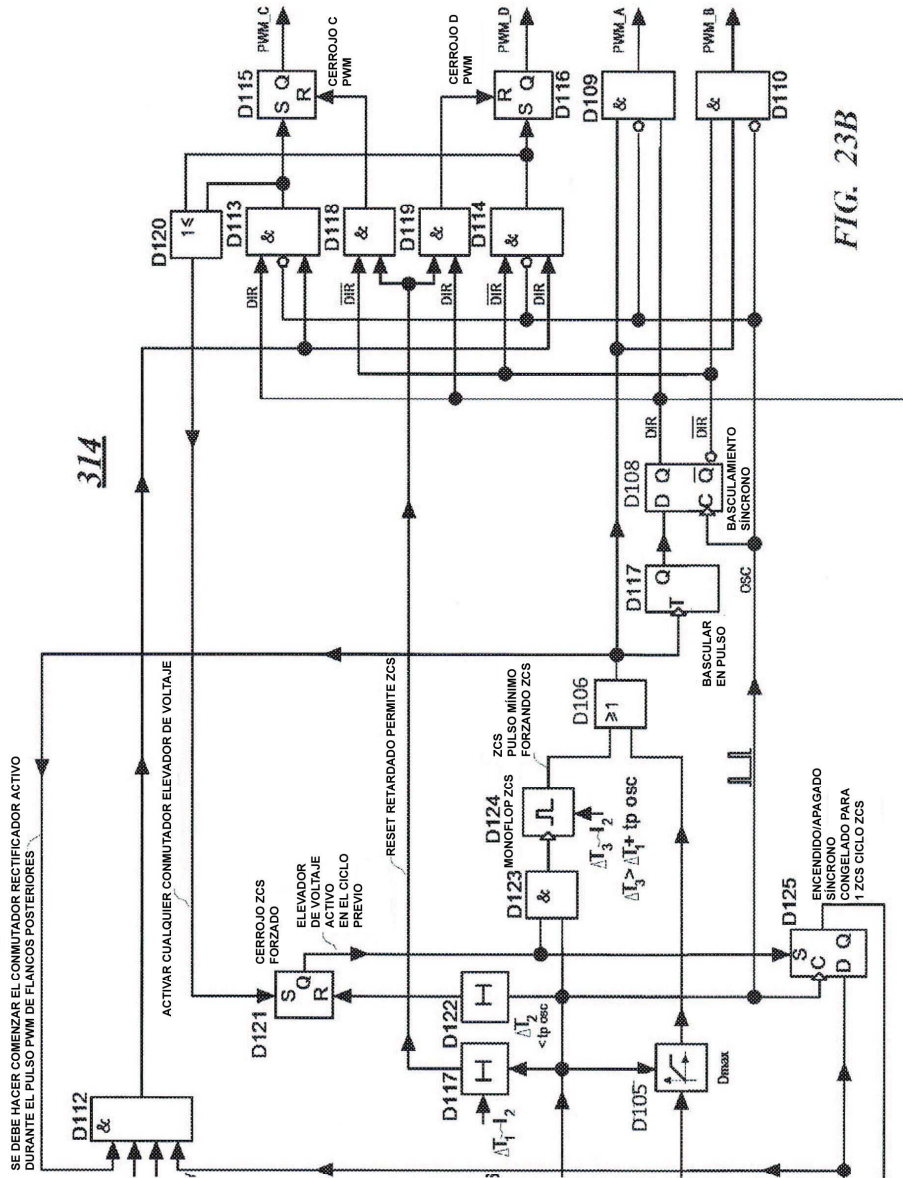
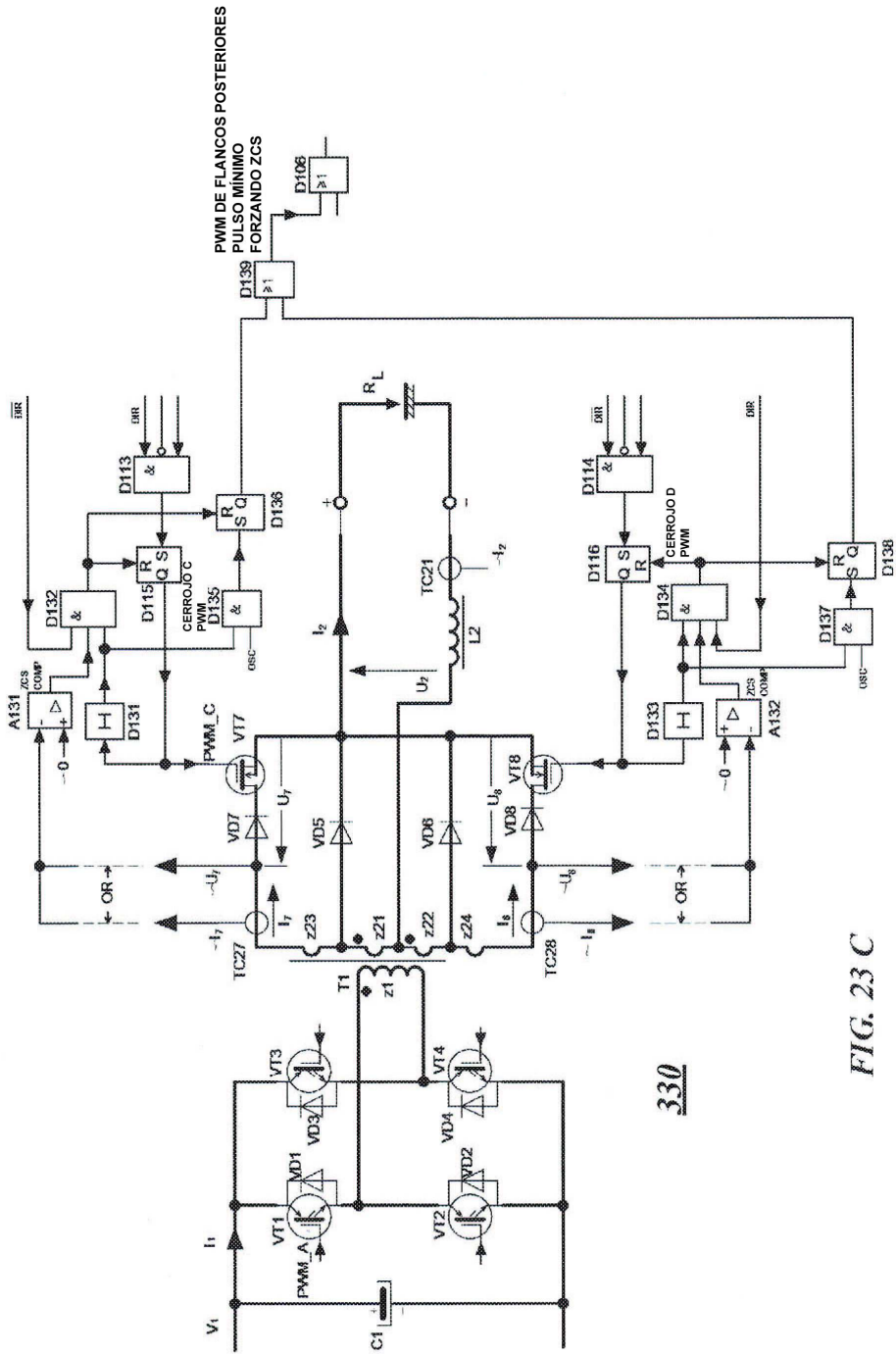


FIG. 23B



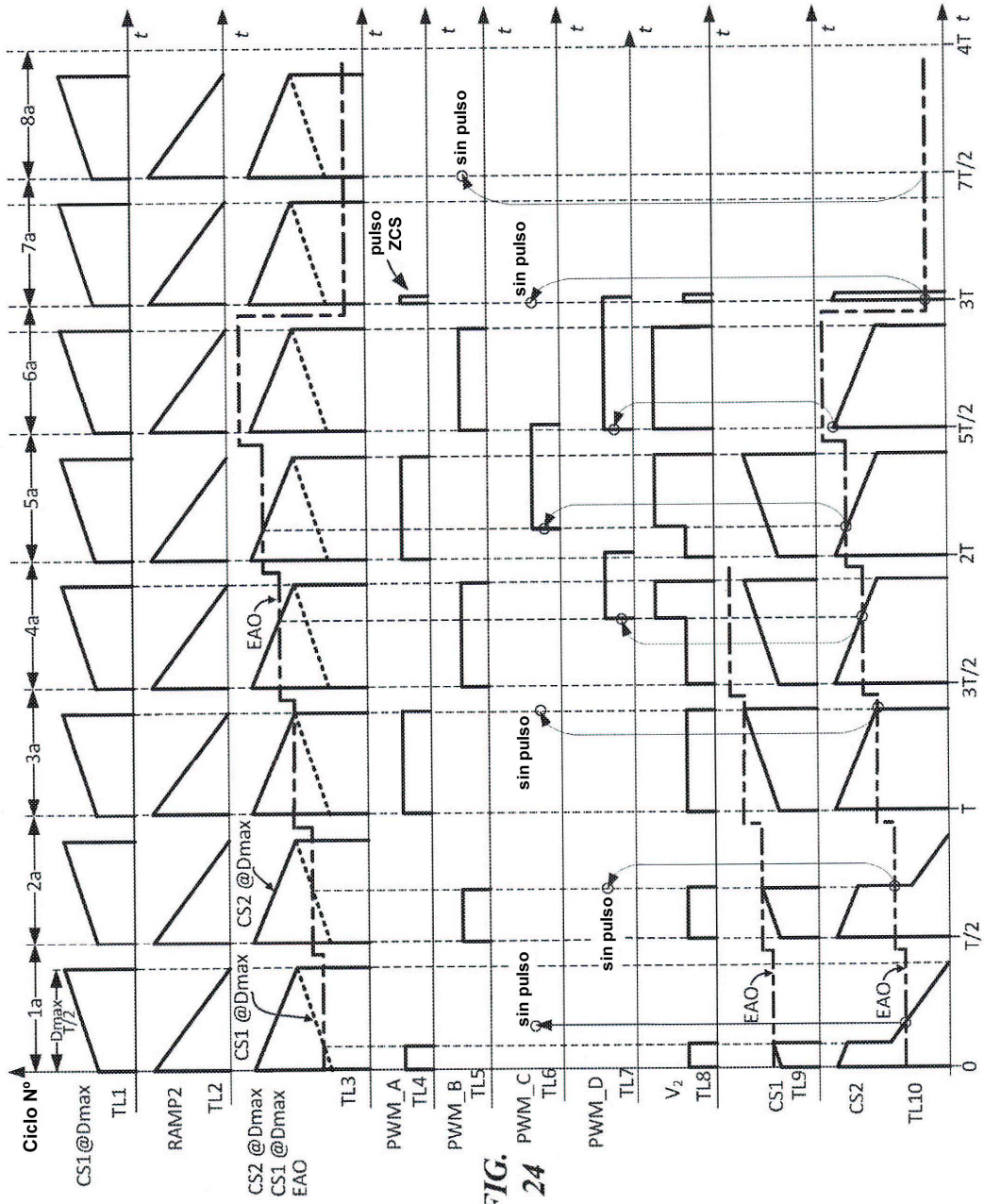


FIG. 24