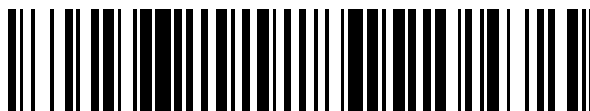


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 424 090**

51 Int. Cl.:

H02M 1/10 (2006.01)

H02M 3/158 (2006.01)

H02J 9/06 (2006.01)

H02M 1/42 (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **21.05.2010** **E 10721593 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **08.05.2013** **EP 2443723**

54 Título: **Alimentación de potencia ininterrumpible**

30 Prioridad:

16.06.2009 US 485285

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

27.09.2013

73 Titular/es:

SCHNEIDER ELECTRIC IT CORPORATION

(100.0%)

**132 Fairgrounds Road
West Kingston, RI 02892, US**

72 Inventor/es:

INGEMI, MICHAEL J. y

KLIKIC, DAMIR

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 424 090 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

Alimentación de potencia ininterrumpible

Antecedentes de la invención

1. Campo de la invención

- 5 Al menos una realización de la presente invención se refiere en general al control de un circuito de entrada de alimentación de potencia ininterrumpible.

2. Discusión de la técnica relacionada

- 10 Los rectificadores y otras cargas no lineales distorsionan la corriente suministrada desde una fuente, lo que disminuye la relación de factor de potencia de diversos sistemas de distribución de potencia y reduce su eficacia. Los elementos reactivos de estos sistemas pueden crear también ruido armónico cuando se conmutan entre estados de conducción y de corte, y a algunas frecuencias operativas. Los rectificadores que operan de forma ineficiente consumen grandes cantidades de potencia desde una fuente, incrementando los costes de suministro de potencia, y pueden hacerse audible durante condiciones de carga intensa, reduciendo la viabilidad comercial.

- 15 El documento US 2005/275976 divulga un aparato de conversión de potencia, tal como una UPS, que incluye un primer circuito generador de señal de referencia de forma de onda operativo para generar una primera señal de referencia de forma de onda en respuesta a un bus de AC, y un segundo circuito generador de señal de referencia de forma de onda operativo para generar una segunda señal de referencia de forma de onda, por ejemplo una señal sinusoidal más consistente producida por otra fuente. El aparato incluye además un circuito de control que genera selectivamente una tercera señal de referencia de forma de onda a partir de la primera y de la segunda señales de referencia de forma de onda, y un circuito convertidor de potencia (por ejemplo, un rectificador y/o inversor) acoplado a un bus de AC y operativo para transferir potencia hasta y/o desde el bus de AC en respuesta a la tercera señal de referencia de forma de onda. En particular, el circuito de control puede ser operativo para combinar ponderadamente la primera y la segunda señales de referencia de forma de onda para generar la tercera señal de referencia de forma de onda. El circuito de control puede combinar ponderadamente la primera y la segunda señales de referencia de forma de onda en respuesta a un parámetro operativo del convertidor de potencia, tal como una tensión, una corriente, un factor de potencia, una impedancia de fuente, una distorsión de tensión y/o una corriente de entrada armónica.

Sumario de la invención

- 30 En un primer aspecto de la invención, se proporciona una alimentación de potencia ininterrumpible según la reivindicación 1 de las reivindicaciones anexas.

En un segundo aspecto de la invención, se proporciona un método de operar una alimentación de potencia ininterrumpible según la reivindicación 12 de las reivindicaciones anexas.

Otras características opcionales se reivindican en las reivindicaciones dependientes anexas.

- 35 Otros aspectos, realizaciones y ventajas de estos aspectos y realizaciones ejemplares, resultarán evidentes a partir de la descripción detallada que sigue, tomada junto con los dibujos que se acompañan, los cuales ilustran los principios de la invención a título de ejemplo únicamente. Debe entenderse que la información que antecede y la descripción detallada que sigue incluyen ejemplos ilustrativos de diversos aspectos y realizaciones, y que han sido previstos para proporcionar una visión o marco general para la comprensión de la naturaleza y el carácter de los aspectos y realizaciones que se reivindican. Los dibujos, junto con el resto de la memoria, sirven para explicar los principios y operaciones de los aspectos y realizaciones que se describen y reivindican.

Breve descripción de los dibujos

No se ha pretendido que los dibujos que se acompañan estén dibujados a escala. En los dibujos, cada componente idéntico o casi idéntico que ha sido ilustrado en varias Figuras, se ha representado mediante un mismo número. Por motivos de claridad, puede que no esté referenciado cada uno de los componentes en cada dibujo. En los dibujos:

- 45 La Figura 1 es un diagrama funcional de bloques que representa una alimentación de potencia ininterrumpible conforme a una realización de la invención;

La Figura 2 es un diagrama esquemático que representa un circuito de entrada según una realización de la invención;

- 50 La Figura 3 es un diagrama funcional de bloques que representa una alimentación de potencia ininterrumpible según una realización de la invención;

La Figura 3A es un diagrama funcional de bloques que representa una alimentación de potencia ininterrumpible

conforme a una realización de la invención;

La Figura 4 es un diagrama esquemático que representa una alimentación de potencia ininterrumpible que incluye un rectificador de tres fases según una realización de la invención;

5 La Figura 4A es un diagrama esquemático que representa una alimentación de potencia ininterrumpible que incluye un rectificador de tres fases según una realización de la invención;

La Figura 4B es un diagrama esquemático que representa una alimentación de potencia ininterrumpible que incluye un rectificador de tres fases según una realización de la presente invención;

La Figura 4C es un diagrama esquemático que representa una alimentación de potencia ininterrumpible que incluye un rectificador de tres fases según una realización de la invención;

10 La Figura 4D es un diagrama esquemático que representa una alimentación de potencia ininterrumpible que incluye un rectificador de tres fases según una realización de la invención;

La Figura 5 es un gráfico que representa un ciclo de línea de tres fases según una realización de la invención;

La Figura 6 es un diagrama esquemático que representa un controlador conforme a una realización de la invención;

15 La Figura 7 es un gráfico que representa corriente de inductor en un circuito de entrada que opera en un modo casi discontinuo durante un ciclo de línea según una realización de la invención;

La Figura 8 es un gráfico que representa corriente de inductor en un circuito de entrada que opera en un modo casi discontinuo durante un ciclo de línea según una realización de la invención;

La Figura 9 es un gráfico que representa un circuito de entrada que opera en un modo casi discontinuo de funcionamiento según una realización de la invención;

20 La Figura 10 es un gráfico que representa una frecuencia de conmutación de circuito de entrada durante un ciclo de línea según una realización de la invención;

La Figura 11 es un gráfico que representa una frecuencia de conmutación de circuito de entrada durante un ciclo de línea según una realización de la invención;

25 La Figura 12 es un gráfico que representa una frecuencia de conmutación de circuito de entrada durante un ciclo de línea según una realización de la invención, y

La Figura 13 es un diagrama de flujo que representa un método de operación de una alimentación de potencia ininterrumpible según una realización de la invención.

Descripción detallada

30 Los sistemas y métodos descritos en la presente memoria no están limitados en su aplicación a los detalles de construcción y a la disposición de componentes establecidos en la descripción o ilustrados en los dibujos. La invención es susceptible de otras realizaciones y de ser puesta en práctica o ser llevada a cabo de varias formas. También, la fraseología y la terminología utilizadas en la presente memoria tienen efecto de descripción y no deben ser consideradas como una limitación. El uso de “incluyendo”, “comprendiendo”, “teniendo”, “conteniendo”, “involucrando” y las variaciones de los mismos en la memoria, se entiende que abarcan los elementos que se relacionan a continuación y los equivalentes de los mismos, así como otros elementos adicionales.

35 Diversos aspectos y realizaciones están dirigidos a controlar la frecuencia operativa, la corrección del factor de potencia y la distorsión armónica total de los sistemas, las alimentaciones de potencia ininterrumpibles y los métodos de distribución de potencia a una carga. Según se expone con mayor detalle en lo que sigue, por ejemplo, el sistema puede incluir un circuito de entrada que tenga un transistor y un inductor. El sistema puede incluir también un controlador. Un sensor de corriente puede estar configurado para detectar corriente de inductor y para proporcionar un valor de corriente de inductor detectada al controlador para generar un valor de error de corriente en base parcialmente a la corriente de inductor detectada y para generar una señal de control de modulación de anchura de pulso basada en parte en el valor de error de corriente. El controlador puede aplicar la señal de control de modulación de anchura de pulso al transistor para ajustar una frecuencia de conmutación del transistor para proporcionar frecuencias de operación de circuito deseadas, corrección de factor de potencia y distorsión armónica total.

40 La Figura 1 es un diagrama funcional de bloques de una alimentación 100 de potencia ininterrumpible (UPS) según una realización. En una realización, la UPS 100 proporciona potencia a al menos una carga 105. La UPS 100 puede incluir también al menos un circuito 110 de entrada, tal como un rectificador (por ejemplo, un circuito convertidor reductor-elevador, que puede ser mencionado también como un convertidor positivo y un convertidor negativo, o de manera universal como un circuito convertidor elevador o simplemente como convertidor elevador), al menos un

inversor 115, al menos una batería 120, y al menos un controlador 125. En una realización, la UPS 100 incluye líneas 130 y 135 de entrada de AC para emparejarse respectivamente con línea y neutro de una fuente de alimentación de AC de entrada. La UPS 100 puede incluir también salidas 140 y 145 para proporcionar una línea de salida y un neutro para la carga 105.

En un modo de funcionamiento de línea de la UPS 100, en una realización bajo el control del controlador 125, el circuito 110 de entrada recibe una tensión de entrada de AC desde las entradas 130 y 135, y proporciona tensiones positiva y negativa de DC de salida por las líneas 150 y 155 de salida con respecto a la línea 160 común. En un modo de funcionamiento de batería de la UPS 100, por ejemplo tras la pérdida de potencia de AC de entrada, el circuito 110 de entrada puede generar tensiones de DC a partir de la batería 120. En este ejemplo, la línea 160 común puede estar acoplada a la línea 135 neutra de entrada y a la línea 145 neutra de salida para proporcionar un neutro continuo a través de la UPS 100. El inversor 115 recibe tensiones de DC desde el circuito 110 de entrada y proporciona tensión de AC de salida en las líneas 140 y 145.

La Figura 2 es un diagrama esquemático que representa el circuito 110 de entrada según una realización de la invención. En una realización, el circuito 110 de entrada incluye diodos 205 y 210 de entrada, condensadores 215 y 220 de entrada, relés 225 y 230, inductores 235 y 240, transistores 245 y 250 elevadores, un diodo 255, diodos 260 y 265 de salida, y condensadores 270 y 275 de salida.

Según se ha ilustrado en la Figura 2, el circuito 110 de entrada está configurado en un modo de funcionamiento de línea, donde los relés 225 y 230 están configurados para acoplar líneas 130 y 135 de entrada de AC con inductores 235 y 240, de tal modo que las tensiones rectificadas positiva y negativa son proporcionadas respectivamente a inductores 235 y 240. En una realización, el inductor 235 opera junto con el transistor 245 y el diodo 260 de salida como convertidor elevador positivo bajo el control de un controlador tal como el controlador 125 (no representado en la Figura 2), usando modulación de anchura de pulso para proporcionar una tensión de DC positiva por medio de un condensador 270 de salida. En este ejemplo, el transistor 245 opera como transistor elevador positivo. De forma análoga, en una realización, el inductor 240 opera junto con el transistor 250 y el diodo 265 de salida como convertidor elevador negativo bajo el control de un controlador tal como el controlador 125, usando modulación de anchura de pulso para proporcionar una tensión de DC negativa a través del condensador 275 de salida. En este ejemplo, el transistor 250 opera como transistor elevador negativo.

En una realización, el circuito 110 de entrada puede incluir también el transistor 280 que forma parte de un convertidor reductor-elevador en un modo de funcionamiento de batería. Por ejemplo, en un modo de funcionamiento de batería, el controlador 125 puede dirigir relés 225 y 230 para conmutar desde las posiciones ilustradas en la Figura 2 hasta posiciones de acoplamiento de la batería 120 con los inductores 235 y 240. Continuando con este ejemplo, el circuito elevador positivo que incluye el inductor 235, el transistor 245 y el diodo 260 de salida puede generar tensión de DC positiva a través del condensador 270 de salida según se ha discutido con anterioridad con respecto al modo de funcionamiento de línea. En una realización, para generar tensión negativa a través del condensador 275 de salida en un modo de funcionamiento de batería, los transistores 245 y 250 operan a modo de circuito reductor-elevador siendo el transistor 280 conmutado cíclicamente a conducción y corte. Por ejemplo, durante cada ciclo, el transistor 250 puede pasar a conducción durante un período de tiempo (por ejemplo, 0,5 microsegundos) antes que el transistor 280, y el transistor 280 puede permanecer en conducción durante un período de tiempo, por ejemplo 0,5 microsegundos, después de que el transistor 250 pase a corte, reduciendo con ello las pérdidas por conmutación del transistor 280.

Según se ha ilustrado en la Figura 2, el transistor 280 está acoplado entre el diodo 255 y el transistor 250 elevador. En esta realización ilustrada, el transistor 280 puede incluir un transistor bipolar de puerta aislada (IGBT) o un dispositivo MOSFET de baja potencia configurado como tensión de batería y tensión de salida negativa a través del condensador 275 de salida, dado que en este ejemplo la tensión a través del transistor 280 durante el funcionamiento normal del circuito 110 de entrada en el modo de funcionamiento de batería no excede un valor sustancialmente igual a la tensión de batería. Se debe apreciar que son posibles otras configuraciones. Por ejemplo, el transistor 280 puede estar acoplado entre el inductor 240 y el diodo 265 de salida.

En diversas realizaciones, la configuración del circuito 110 de entrada difiere de la realización de la Figura 2. Por ejemplo, según se ha ilustrado en la Figura 2, el circuito 110 de entrada incluye diodos 205 y 210 de entrada y condensadores 215 y 220 de entrada. En una realización, no se necesita usar los condensadores 215 y 220 de entrada. En algunas realizaciones, tal como para una tensión de DC de entrada, no se necesita usar los diodos 205 y 210 de entrada. Además, en varias realizaciones, los relés 225 y 230 pueden incluir transistores y diodos, y la UPS 100 puede extraer potencia de ambas fuentes de línea y batería sustancialmente al mismo tiempo. En algunas realizaciones, las fuentes de potencia pueden ser de fase única, o bien fuentes multi-fase de varias tensiones.

En algunas realizaciones, y según se describe en lo que sigue, un controlador tal como el controlador 125 controla la operación del circuito 110 de entrada para proporcionar corrección de factor de potencia a la entrada de la UPS 100 de modo que la corriente de entrada y la tensión de entrada de la UPS 100 estén sustancialmente en fase. El controlador 125 puede controlar también el modo de operación del circuito 110 de entrada, por ejemplo conmutando selectivamente entre modos de operación continuo y discontinuo, para controlar la frecuencia operativa del circuito 110 de entrada.

La Figura 3 es un diagrama funcional de bloques que representa la alimentación de potencia ininterrumpible (UPS) 100 según la invención. En una realización, la UPS 100 incluye al menos un controlador 125. Por ejemplo, el controlador 125 puede incluir al menos un procesador u otro dispositivo lógico. En algunas realizaciones, el controlador 125 incluye un procesador de señal digital (DSP) 303 y una matriz de puertas de campo programable (FPGA) 305. El controlador 125 puede incluir también al menos un circuito integrado de aplicación específica (ASIC), u otro hardware, software, firmware o combinaciones de los mismos. En varias realizaciones, uno o más controladores 125 pueden formar parte de la UPS 100, o ser externos a, pero estar acoplados operativamente con, la UPS 100.

En una realización, el controlador 125 incluye al menos un generador 307 de señal de control. El generador 307 de señal de control puede formar parte del controlador 125 o de un dispositivo separado que presente a la salida una señal de control en respuesta, al menos en parte, a instrucciones procedentes del controlador 125. En una realización, el generador 307 de señal de control incluye el DSP 303 y la FPGA 205. El generador 307 de señal de control puede generar, formar o presentar de otro modo a la salida una señal de control tal como una señal de control de modulación de anchura de pulso (PWM). En una realización, el generador 307 de señal de control, por ejemplo en combinación con el controlador 125, puede ajustar el factor de trabajo de una señal de control de PWM para conmutar modos de operación del circuito 110 de entrada entre cualesquiera de los modos de operación continuo, discontinuo y casi discontinuo.

Según se ha ilustrado en la Figura 3, el sensor 310 de corriente puede muestrear, o determinar de otro modo, corriente de inductor en el inductor 235, y el sensor 315 de corriente puede muestrear, o determinar de otro modo, corriente de inductor en el inductor 240. En una realización, los valores de corriente de inductor identificados por los sensores 310 y 315 de corriente son suministrados al controlador 125. En base, al menos en parte, a uno o más valores de corriente de inductor detectados, el controlador 125 puede conmutar el modo operativo de uno o ambos transistores 245 y 250. En una realización, en respuesta al sensor 310 de corriente que indica que la corriente a través del inductor 235 es cero, el activador de puerta 325 puede pasar a conducción el primer conmutador 320, el cual incluye el transistor 245. Por ejemplo, el transistor 245 puede conmutar a conducción cuando se determina que la corriente de inductor en el inductor 235 es cero, y cuando el transistor 245 ha estado en corte durante un período de tiempo que sea mayor que un período de tiempo predeterminado, lo que tiene como efecto recortar la frecuencia operativa máxima del circuito 110 de entrada.

De forma análoga, en una realización, en respuesta al sensor 315 de corriente indicativo de que la corriente a través del inductor 240 es cero, el activador de puerta 335 puede pasar a conducción el segundo conmutador 330, el cual incluye el transistor 250. Por ejemplo, el transistor 250 puede pasar a conducción cuando se determine que la corriente de inductor en el inductor 240 es cero, y cuando el transistor 250 ha estado en corte durante un período de tiempo que sea mayor que un período de tiempo predeterminado, lo que recorta también la frecuencia operativa máxima del circuito 110 de entrada. En diversas realizaciones, los activadores de puerta 325 y 335 pueden hacer conmutar transistores 245 y 250 respectivos a conducción y corte cada uno de ellos independientemente del otro.

La Figura 3A es un diagrama funcional de bloques que representa una alimentación de potencia ininterrumpible (UPS) 100 conforme a la invención. La Figura 3A ilustra una realización de rectificador de una fase con una tensión 340 de entrada de AC configurada para un modo de operación de reserva de batería con doubles líneas de bus de batería para el terminal 345 positivo de batería y para el terminal 350 negativo de batería. Según se ha ilustrado en la Figura 3A, un conmutador tal como el rectificador 355 controlado semiconductor puede conectar eléctricamente el terminal 345 positivo de la batería con el inductor 235, y un conmutador tal como el rectificador 360 controlado semiconductor puede conectar eléctricamente el terminal 350 negativo de la batería con el inductor 240. Según se ha ilustrado en la Figura 3A, el generador 307 de señal de control del controlador 125 puede generar una señal de control de modulación de anchura de pulso para controlar la conmutación del primer conmutador 320 y del segundo conmutador 330 según se ha descrito con respecto a la Figura 3.

La Figura 4 es un diagrama esquemático que representa un rectificador 400 de tres fases conforme a una realización de la invención. En una realización, el rectificador 400 de tres fases se utiliza con, o forma parte de, una alimentación de potencia ininterrumpible tal como la UPS 100. En una realización el rectificador 400 de tres fases es un circuito de entrada que incluye líneas de entrada de tensión tales como Fase A, Fase B y Fase C, acopladas respectivamente a un primer inductor 405, un segundo inductor 410 y un tercer inductor 415. Cada línea de fase puede incluir al menos un diodo 420 rectificador para su operación como convertidor elevador de tensión positiva, y al menos un diodo 425 rectificador para su operación como convertidor elevador de tensión negativa. El rectificador 400 de tres fases puede incluir también diodos 430 y 435 de salida, y condensadores 440 y 445 de salida. Con respecto a la Figura 4, se debe apreciar que el primer conmutador 320, el diodo 430 de salida y uno cualquiera de entre el primer inductor 405, el segundo inductor 410 y el tercer inductor 415 pueden formar parte de un convertidor elevador positivo y que el segundo conmutador 330, el diodo 435 de salida y uno cualquier de entre el primer inductor 405, el segundo inductor 410 y el tercer inductor 415 pueden formar parte de un convertidor reductor negativo.

Con referencia a la Figura 4, cuando el rectificador 400 está configurado para su operación en tres fases con un neutro conectado a tierra, éste opera según una realización en un modo de operación casi discontinuo. Por ejemplo,

el tiempo T_{ON} de CONDUCCIÓN del primer conmutador 320 y del segundo conmutador 330 puede ser un período de tiempo fijo para una carga y una tensión de línea de entrada dadas. En este ejemplo, el controlador 125 mediante modulación de anchura de pulso, puede controlar el tiempo de CORTE del primer conmutador 320 y del segundo conmutador 330 en base, por ejemplo, a la corriente total de reposición, es decir, la corriente de inductor detectada por al menos uno de entre el sensor 310 de corriente y el sensor 315 de corriente. En una realización, el primer conmutador 320 y el segundo conmutador 330 permanecen en corte hasta que la corriente de reposición es cero. El tiempo de CORTE puede cambiar durante el ciclo de línea, cambiando con ello la frecuencia de conmutación con la que el primer conmutador 320 y el segundo conmutador 330 se ponen en conexión y en corte durante la totalidad del ciclo de línea. Por ejemplo, el tiempo T_{ON} de CONDUCCIÓN del primer conmutador 320 y del segundo conmutador 330, puede ser el mismo, o sustancialmente el mismo, cuando la frecuencia de operación es la misma o sustancialmente la misma en un instante de tiempo. Continuando con este ejemplo, las corrientes de inductor detectadas por el sensor 310 de corriente y por el sensor 315 de corriente, pueden caer a cero en diferentes momentos. En este ejemplo, el primer conmutador 320 y el segundo conmutador 330 pueden ponerse en corte en diferentes momentos (por ejemplo, cuando una corriente de inductor alcance el cero) cuando la frecuencia de operación pueda ser la misma o sustancialmente la misma en un instante de tiempo.

En una realización, que utiliza el modo casi discontinuo expuesto con anterioridad, elementos rectificadores 400 (por ejemplo, los que operan como convertidor elevador positivo o negativo) pueden operar a una frecuencia baja cuando la tensión de línea de entrada en Fase A, Fase B y Fase C está por encima de un determinado valor, tal como por ejemplo 240 VAC. Por ejemplo, los convertidores elevadores positivo o negativo que forman parte de un circuito de entrada (por ejemplo, el rectificador 400) pueden operar a frecuencias de menos de 20 kHz durante condiciones de tensión de entrada alta o de carga intensa, resultando con ello audibles, puesto que en este ejemplo la tensión de pico de la línea de entrada puede aproximarse a la tensión de salida de los convertidores elevadores. Además, en condiciones de carga leve, la frecuencia operativa del circuito de entrada podría crecer hasta un nivel alto que puede ser ineficiente o insostenible.

En una realización, para controlar la frecuencia operativa del rectificador, el rectificador 400 incluye al menos un convertidor elevador positivo (por ejemplo, incluyendo el primer conmutador 320, un diodo 430 de salida y al menos uno de entre un primer inductor 405, un segundo inductor 410 y un tercer inductor 415) y al menos un convertidor elevador negativo (por ejemplo, incluyendo un segundo conmutador 330, un diodo 435 de salida, y al menos uno de entre un primer inductor 405, un segundo inductor 410, y un tercer inductor 415) que puede operar en el modo de frecuencia fija desde 60 grados a 120 grados de la forma de onda de AC, lo que limita la corriente operativa de pico. En este ejemplo, el controlador 125 puede dirigir el rectificador 400 de modo que opere en los modos de operación continuo y casi discontinuo controlando el primer conmutador 320 y el segundo conmutador 330, controlando con ello la frecuencia operativa mínima y máxima del rectificador 400.

En una realización, el rectificador 400 opera en modo batería. Por ejemplo, el rectificador 400 puede incluir un bus dual de batería que tenga un terminal 450 positivo de batería y un terminal 455 negativo de batería. Continuando con este ejemplo, en un modo de operación de batería, un conmutador puede conectar eléctricamente el terminal 450 positivo de batería con cualquiera de entre un primer inductor 405 (según se ha ilustrado en la Figura 4), un segundo inductor 410, y un tercer inductor 415. Un conmutador puede conectar también eléctricamente el terminal 455 negativo de batería con uno cualquiera de entre un primer inductor 405, un segundo inductor 410 (según se ha ilustrado en la Figura 4), y un tercer inductor 415.

Con referencia a las Figuras 1-4, en una realización, la alimentación de potencia ininterrumpible 100 incluye un rectificador 400, un transistor 245, un transistor 250, un primer inductor 405, un segundo inductor 410 y un tercer inductor 415. Durante el funcionamiento, el rectificador 400 puede ser acoplado operativamente al controlador 125, el cual puede incluir el DSP 303 y la FPGA 305. Continuando con esta realización, al menos uno de los sensores 310 y 315 de corriente puede detectar corriente de inductor procedente de al menos uno de los inductores 405, 410 y 415, y puede indicar el valor de la corriente de inductor detectada, por ejemplo al DSP 303. En este ejemplo, el DSP 303 puede generar un valor de error de corriente basado en parte en el valor de la corriente de inductor detectada. El valor de error de corriente puede ser proporcionado a la FPGA 305. La FPGA 205 puede generar una señal de control de modulación de anchura de pulso basada en parte en el valor de error de corriente, y el controlador 125 puede aplicar la señal de control de modulación de anchura de pulso a al menos uno de los transistores 245 y 250 para conmutar, reversible y selectivamente, sus estados de operación entre los estados de conducción y de corte. Al hacer esto, el controlador 125 puede controlar el tiempo de conducción y de corte de los transistores 245 y 250, y su estado operativo. Por ejemplo, el controlador 125 puede aplicar la señal de control de modulación de anchura de pulso para operar al menos uno de los transistores 245 y 250 en dos modos de operación, por ejemplo continuo y casi discontinuo, durante un ciclo de línea.

La Figura 4A es un diagrama esquemático que representa una configuración de rectificador 400 de diodo OR de tres fases según una realización. Tal y como se ha ilustrado en la Figura 4A, las tres fases A, B y C están conectadas en configuración de diodo OR con el convertidor elevador del inductor 460 (por ejemplo, el inductor 460 y el primer conmutador 320), y con el convertidor elevador del inductor 465 (por ejemplo, el inductor 465 y el segundo conmutador 330). Según se ha ilustrado en la Figura 4A, el controlador 125 controla la operación del primer conmutador 320 y la del segundo conmutador 330 para configurar la corriente de salida desde los 60 grados hasta

los 120 grados de la forma de onda de AC, cuando las fases A, B y C son independientes. En una realización, la configuración de circuito para el rectificador 400 ilustrado en la Figura 4A opera con niveles promediados de distorsión armónica total de alrededor de un 30% o menos. Con respecto a la Figura 4A, durante la operación en modo de batería, un conmutador tal como un rectificador 470 controlado semiconductor puede conectar eléctricamente el terminal 450 positivo de la batería con el inductor 460, y un conmutador tal como el rectificador 475 controlado semiconductor puede conectar eléctricamente el terminal 455 negativo de la batería con el inductor 465.

La Figura 4B es un diagrama esquemático que representa un rectificador 400 de tres fases parcialmente desacoplado con una configuración de modo de batería única conforme a una realización. Con respecto a la Figura 4B, en modo de operación de batería, un conmutador tal como un rectificador controlado semiconductor, un rectificador controlado de silicio u otro conmutador, puede conectar electrónicamente el terminal 450 positivo de la batería con el primer inductor 405 según se ha ilustrado, o con el segundo inductor 410 o el tercer inductor 415 en otras configuraciones. Un conmutador puede conectar también electrónicamente el terminal 455 negativo de la batería con el segundo inductor 410 según se ha ilustrado, o con el primer inductor 405 o el tercer inductor 415 en otras configuraciones. En un modo de operación de batería, el paquete 480 de batería, el cual incluye una o más baterías, puede suministrar potencia al rectificador 400.

Continuando con la referencia a las Figuras 1 y 4B, en una realización en la que el rectificador 400 opera en modo de batería, el patrón de conmutación del primer conmutador 320 y del segundo conmutador 330 está sincronizado con la carga (por ejemplo, la carga 105 de la Figura 1, es decir, una carga inversora). Por ejemplo, cuando el inversor 105 produce la mitad positiva de una onda seno, el conmutador que actúa como conmutador elevador negativo (por ejemplo, el segundo conmutador 330) puede ser mantenido en posición de conducción estando el conmutador que opera como conmutador elevador positivo (por ejemplo, el primer conmutador 320) modulado por anchura de pulso por el controlador 125. Durante la mitad negativa de la salida de onda seno del inversor 105, el conmutador que opera como conmutador elevador positivo (por ejemplo, el primer conmutador 320) puede ser mantenido en posición de conducción estando el conmutador que opera como conmutador elevador negativo (por ejemplo, el segundo conmutador 330) modulado por anchura de pulso por el controlador 125. En una realización, la configuración del rectificador 400 de la Figura 4B opera con un solo paquete 480 de batería. En otra realización, esta configuración de rectificador opera con múltiples módulos de potencia que comparten paquetes de batería.

La Figura 4C es un diagrama esquemático que representa un rectificador 400 de tres fases parcialmente desacoplado, que opera a partir de un único bus de batería en una configuración de modo batería que utiliza el conmutador 485 reductor elevador conforme a una realización. Según se ha ilustrado en la Figura 4C, el conmutador 485 reductor elevador conecta la tensión de batería del paquete 480 de batería con el diodo 435. En una realización, el conmutador 485 reductor elevador incluye un conmutador con una tensión nominal de al menos 900 voltios. Según se ha ilustrado en la Figura 4C, el diodo 435 opera como diodo elevador negativo, y en una realización que tiene la configuración ilustrada en la Figura 4C, el diodo 435 tiene una tensión nominal de al menos 900 voltios. La configuración del rectificador 400, según se ha ilustrado en la Figura 4C, en una realización, tiene una frecuencia operativa de 30 kHz o menos. En varias realizaciones, el conmutador 485 reductor elevador y el diodo 435 pueden tener también otras tensiones nominales, tanto mayores como menores de 900 voltios, tal como 800 voltios o 1000 voltios, y la frecuencia operativa del rectificador 400 puede ser mayor de 30 kHz en algunas realizaciones.

En un modo de funcionamiento de batería, el paquete 480 de batería está acoplado con el conmutador 485 reductor elevador, el cual está a su vez acoplado a masa 487, el cual recibe también la línea de bus de batería (BBL) 491 y el retorno a neutro de línea de bus de batería (BBLRTN) 493, y al diodo 489. En una realización, el rectificador 400 que tiene la configuración ilustrada en la Figura 4C, incluye el diodo 495 que acopla el primer conmutador 320 y el segundo conmutador 330.

La Figura 4D es un diagrama esquemático que representa un rectificador 400 de tres fases parcialmente desacoplado, que opera a partir de un único bus de batería en una configuración de modo batería que hace uso del conmutador 485 reductor elevador conforme a una realización. Según se ha ilustrado en la Figura 4D, el conmutador 485 reductor elevador conecta la tensión de batería procedente del paquete 480 de batería, a un segundo conmutador 330 (por ejemplo, operando como conmutador elevador negativo). Con referencia a la Figura 4D, en una realización, el conmutador 485 reductor elevador incluye un transistor de efecto de campo (FET) de potencia que tiene una baja resistencia de conducción para reducir las pérdidas de conducción o de conmutación en el conmutador 485 reductor elevador. Según se ha ilustrado en la Figura 4D, el segundo conmutador 330 opera como conmutador elevador negativo, y el diodo 435 opera como diodo elevador negativo con una tensión nominal, en una realización, de al menos 1200 voltios. En una realización, el rectificador 400 que tiene la configuración ilustrada en la Figura 4D, posee una frecuencia de conmutación de 80 kHz o menos. En varias realizaciones, la tensión nominal del diodo 435 y la frecuencia máxima de conmutación pueden variar. Por ejemplo, el diodo 435 puede tener una tensión nominal menor de 1200 voltios (por ejemplo, 1100 voltios) y el rectificador 400, según se ha ilustrado en la Figura 4D, puede tener una frecuencia de conmutación mayor de 80 kHz (por ejemplo, 90 kHz).

En un modo de funcionamiento de batería, el paquete 480 de batería está acoplado al conmutador 485 reductor elevador, el cual está acoplado en sí mismo a masa 487, el cual recibe también una línea de bus de batería (BBL) 491 y el retorno a neutro de la línea de bus de batería (BBLRTN) 493, y al diodo 489. En una realización, el

rectificador 400 que tiene la configuración ilustrada en la Figura 4D, incluye el diodo 495 que acopla el primer conmutador 320 y el segundo conmutador 330. Según se ha ilustrado en las Figuras 4A – 4D, el controlador 125 puede generar una señal de control de modulación de anchura de pulso para controlar la conmutación del primer conmutador 320 y del segundo conmutador 330 según se ha descrito con respecto a la Figura 4.

En algunas realizaciones, y con referencia a las Figuras 4 – 4D y 5, en cualquier instante de tiempo pueden existir dos fases positivas y una fase negativa, o bien dos fases negativas y una fase positiva. Por ejemplo, la Figura 5 representa un ciclo de línea de tres fases de ± 400 V conforme a una realización de la invención. Según se ha ilustrado en la Figura 5, la Fase A y la Fase B pueden ser positivas con respecto al neutro, y la fase C puede ser negativa con respecto al neutro. En este ejemplo, la corriente asciende en rampa en el primer inductor 405 y en el segundo inductor 410 cuando el primer conmutador 320 está en conducción, y la corriente de pico en el primer inductor 405 y en el segundo inductor 410 depende de la tensión de fase a través del inductor respectivo. Continuando con este ejemplo, cuando el primer conmutador 320 pasa a corte, la tensión a través del primer inductor 405 y del segundo inductor 410 puede ser diferente, pero la corriente procedente de cada uno de estos inductores fluye a través del diodo 420 rectificador respectivo y del diodo 430 de salida hasta la carga (no representada en la Figura 4) y el condensador 440 de salida. En este ejemplo, el sensor 310 de corriente mide la corriente total procedente del primer inductor 405 y del segundo inductor 410 cuando el primer conmutador 320 ha pasado a corte. El controlador 125 puede mantener el primer conmutador 320 en una configuración de corte hasta que la corriente total procedente del primer inductor 405 y del segundo inductor 410, medida por medio del sensor 310 de corriente, alcanza valor cero o se determina que es sustancialmente cero. En otras palabras, en este ejemplo de operación sólo continua, el controlador 125 cambia a conducción el primer conmutador 320 cuando la corriente de inductor asociada a ese conmutador se hace cero. Adicionalmente a que la corriente total alcance el valor cero, el primer conmutador 320 puede estar en corte durante un período de tiempo mínimo antes de que el controlador 125 dé instrucciones al primer conmutador 320 para que retorne a una configuración abierta.

El rectificador 400 puede operar con dos fases negativas y una positiva, con respecto al neutro. Por ejemplo, en varios puntos del ciclo de línea, la Fase A puede ser positiva y la Fase B y la Fase C pueden ser negativas con respecto al neutro. En este ejemplo, la corriente de inductor total puede ascender en rampa en el segundo inductor 410 y en el tercer inductor 415 cuando el segundo conmutador 330 está en conducción. Cuando el segundo conmutador 330 vuelve a estar en corte, el sensor 315 de corriente mide la corriente de inductor total procedente del segundo inductor 410 y del tercer inductor 415. Cuando esta corriente de inductor total se hace cero, el controlador 125 pone en conducción el segundo conmutador 330. Adicionalmente a que el sensor 315 de corriente detecte corriente cero, el segundo conmutador 330 puede permanecer en desconexión durante un período de tiempo mínimo con anterioridad a volver de nuevo a conducción. Se debe apreciar que estos ejemplos son ilustrativos, y que la corriente de pico medida por el primer sensor 310 de corriente y por el segundo sensor 315 de corriente puede variar dependiendo de cuántas fases estén añadiendo corriente al rectificador 400.

La Figura 6 es un diagrama esquemático que representa una realización de controlador 125. En una realización, el controlador 125 incluye al menos un detector 605 de corriente cero. Por ejemplo, al menos uno de los sensores 310 y 315 de corriente puede indicar el valor de la corriente de inductor detectada en el rectificador 400. El detector 605 de corriente cero puede aplicar la señal T_{ON} (por ejemplo, una señal de modulación de anchura de pulso), por ejemplo a al menos uno de entre el primer conmutador 320 y el segundo conmutador 330 para cambiar el estado operativo de al menos uno de los transistores 245 y 250. En una realización, el detector 605 de corriente cero opera con el generador 610 de señal de T_{ON} para generar una señal de T_{ON} . Por ejemplo, el convertidor 615 de analógico a digital, puede proporcionar una señal a ecuación de diferencia 620, cuya salida puede indicar que al menos uno de los transistores 245 y 250 está en conducción con rampa ascendente de la corriente de inductor. En algunas realizaciones, el generador 610 de señal de T_{ON} puede indicar que el tiempo de CONDUCCIÓN de uno de los transistores 245, 250 causa que la corriente de inductor decrezca. En una realización, el generador 610 de señal de T_{ON} puede incluir también una señal 625 de habilitación.

De ese modo, en varias realizaciones, el controlador 125 conmuta el estado operativo de los transistores 245 y 250 cuando se determina que la corriente total es cero. Un ejemplo de operación casi discontinua del rectificador 400 ha sido ilustrado en la Figura 7, la cual representa la corriente de inductor en el rectificador 400 que opera en modo casi discontinuo durante un ciclo de línea. Según se ha ilustrado en la Figura 7, la corriente de pico varía dependiendo de cuántas fases contribuyan a la corriente de salida, y la corriente varía entre sustancialmente cero y 40 A. La Figura 8 representa el ejemplo de la Figura 7, ampliado en un tiempo de aproximadamente 25 ms, donde puede verse que en una realización de un modo de operación casi discontinuo, la corriente de inductor del rectificador 400 puede caer a cero antes de ascender en rampa de nuevo, sin permanecer en cero durante ningún período de tiempo sustancial. Los resultados de las Figuras 7 y 8 son ilustrativos. En una realización, el rectificador 400 puede producir la corriente ilustrada en las Figuras 7 y 8 cuando la Fase A, la Fase B y la Fase C operan a 160 VAC y el rectificador 400 tiene una potencia de salida de 5890 W, teniendo cada uno del primer inductor 405, segundo inductor 410 y tercer inductor 415 una inductancia de 100 μ H que no oscila con la corriente de carga.

Con respecto a las Figuras 1, 3 y 4, el controlador 125 puede controlar el circuito 110 de entrada o el rectificador 400 para proporcionar corrección del factor de potencia en el modo casi discontinuo usando circuitería analógica y digital, incluyendo los procesadores 303 de señal digital y las matrices 305 de puertas de campo programable. Por ejemplo,

una porción analógica del controlador 125 puede detectar un estado de corriente cero asociado a al menos un inductor. En una realización, esto indica que puede empezar un nuevo ciclo de conmutación, y que el controlador 125 puede proceder a enviar una señal para poner en conducción un conmutador (por ejemplo, el primer conmutador 320 o el segundo conmutador 330) durante una cantidad de tiempo T_{ON} , lo que puede ser determinado mediante la presentación a la salida de una ecuación de diferencia. En una realización, el controlador 125 incluye también una señal de habilitación que, por ejemplo, debe estar en un estado particular (por ejemplo, un uno lógico, o estado alto) para habilitar al controlador 125 de modo que opere los conmutadores del rectificador 400 de entrada.

En una realización, el tiempo T_{ON} para los conmutadores del circuito de entrada (por ejemplo, los transistores 245 ó 250) puede ser diferente para que los distintos ciclos de línea regulen la tensión de salida. Por ejemplo, una ecuación de diferencia puede establecer que el tiempo T_{ON} para un ciclo de línea del rectificador 400 y del controlador 125, puede incluir un temporizador para determinar si el tiempo T_{ON} del rectificador 400 (o las porciones de convertidor del mismo) ocurre durante al menos un período mínimo de tiempo, por ejemplo antes de que un conmutador pueda ser llevado a desconexión. Por ejemplo, para mantener un período de tiempo durante el cual la corriente de inductor es mayor de cero durante $12,5 \mu s$ (correspondiente a una frecuencia de conmutación de aproximadamente 80 kHz), el tiempo T_{ON} puede ser de $6,25 \mu s$ en un ejemplo que tiene elevación lineal de corriente de inductor durante el tiempo de conducción del transistor y caída lineal de corriente de inductor durante el tiempo de corte del transistor.

El controlador 125 puede limitar también la frecuencia operativa máxima de circuitos de entrada tales como el rectificador 400. En una realización, con cargas ligeras, si se descontrola de otra manera la frecuencia de conmutación del circuito de entrada puede incrementarse hasta un nivel que exceda la capacidad de los conmutadores para regular la operación del circuito. En este ejemplo, el controlador 125 puede limitar la frecuencia de conmutación máxima del rectificador 400. Aunque la frecuencia operativa máxima del rectificador 400 puede variar, en una realización el controlador 125 limita la frecuencia de conmutación máxima del rectificador 400 a 130 kHz, y en otra realización el controlador 125 limita la frecuencia de conmutación máxima del rectificador 400 a 80 kHz.

La Figura 9 representa un gráfico que ilustra el rectificador 400 operando en un modo de operación casi discontinuo. Según se ha ilustrado en la Figura 9, el período de tiempo T_{ON} empieza cuando la corriente de inductor es cero. Se debe apreciar que la corriente de inductor puede ser medida por medio de sensores 310 ó 315 de corriente en varios puntos del rectificador 400 distintos del primer inductor 405, del segundo inductor 410 y del tercer inductor 415, y que esta corriente puede ser también mencionada como corriente de conmutador, corriente de rectificador, o corriente de inductor total, por ejemplo. Según se ha ilustrado en la Figura 9, la corriente de inductor asciende en rampa durante T_{ON} , y alcanza un valor de pico durante un período de tiempo T_P al final de tiempo T_{ON} , en cuyo punto la corriente de inductor empieza a decrecer en rampa hasta cero. El período de tiempo T_P puede variar. En una realización, T_P es de aproximadamente $12,5 \mu s$. En una realización, cuando se alcanza la corriente máxima de inductor, el período de tiempo T_{ON} puede acabar, permitiendo que la corriente de inductor descienda en rampa hacia cero. En esta realización ilustrativa de operación casi discontinua, el período T_{ON} empieza cuando la corriente de inductor se hace cero, y en una realización la corriente de inductor no se mantiene en cero durante más de una fracción de milisegundo. Aunque no se haya ilustrado en la Figura 9, se apreciará que en una realización, en un modo de operación continuo, la corriente de inductor nunca alcanza el valor cero durante un período de tiempo T_P .

La Figura 10 representa un gráfico que ilustra una realización en la que la frecuencia de conmutación del rectificador 400 está limitada a 80 kHz durante un ciclo de línea completo. En el ejemplo ilustrado en la Figura 10, el rectificador 400 tiene 500 W de potencia de carga y proporciona 1000 W de potencia de salida. Según se ha indicado mediante la línea continua en la Figura 10, el controlador 125 puede limitar la frecuencia de conmutación del rectificador 400 a 80 kHz durante un ciclo de línea completo. En ausencia de controlador 125, con cargas ligeras, la frecuencia de conmutación en una realización podría aparecer según se ha indicado mediante líneas discontinuas en la Figura 10, variando entre aproximadamente 100 kHz y 160 kHz, lo que puede exceder la capacidad de conmutación del rectificador 400.

La Figura 11 representa un gráfico que ilustra una realización en la que la frecuencia de conmutación del rectificador 400 está limitada a 80 kHz durante una porción de un ciclo de línea. En una realización, el rectificador 400 puede operar a la frecuencia de conmutación según se ha ilustrado mediante la línea continua cuando el rectificador 400 tiene 500 W de potencia de carga y proporciona 2000 W de potencia de salida. En esta realización ilustrativa, las líneas discontinuas indican que la frecuencia de conmutación del rectificador 400 en ausencia de instrucciones del controlador 125 limitan la frecuencia de conmutación máxima, por ejemplo, controlando el tiempo T_{ON} durante el que un conmutador, tal como el primer conmutador 320, debe permanecer en conducción. Controlando la frecuencia operativa máxima del rectificador 400 de modo que ésta no exceda de un valor de umbral durante un ciclo de línea, la operación del rectificador 400 se mantiene dentro de gamas funcionales del primer conmutador 320 y del segundo conmutador 330.

La Figura 12 representa un gráfico que ilustra una realización en la que la frecuencia de conmutación del rectificador 400 no está limitada durante un ciclo de línea debido a que, por ejemplo, la frecuencia de conmutación del rectificador 400 permanece por debajo de 80 kHz durante el ciclo de línea. Cuando el rectificador 400 tiene 500 W

de potencia de carga y proporciona 2000 W de potencia de salida, según se ha ilustrado en la Figura 12, la frecuencia de conmutación del rectificador 400 puede permanecer por debajo de un valor de umbral, tal como 80 kHz por ejemplo, cuando el primer inductor 405, el segundo inductor 410 y el tercer inductor 415 incluyen inductores variables que tienen inductancia más alta a corriente más baja. Los valores de inductancia más alta de los inductores variables a corrientes bajas pueden mantener la frecuencia máxima de funcionamiento en menos de un valor de umbral, tal como 80 kHz, según se ha ilustrado en la Figura 12, o en otras frecuencias, tal como 130 kHz o 160 kHz. En una realización, el controlador 125 incluye al menos una FPGA 305 y al menos un DSP 303 para controlar la frecuencia de conmutación máxima de los conmutadores 320 y 330 y el punto de cambio de operación casi discontinua a continua. El DSP 303 puede generar ganancia de error de tensión para reducir la complejidad y el número de piezas del circuito, y para conseguir una baja distorsión armónica media total.

Además de controlar la frecuencia máxima de operación, o de conmutación, del rectificador 400, en una realización el controlador 125 puede controlar la frecuencia mínima del rectificador 400 para mantenerla por encima de un valor de umbral mínimo. Por ejemplo, el controlador 125 puede limitar la frecuencia mínima del rectificador 400 a un nivel por encima de la gama de audición humana o a alrededor de 20 kHz. Por ejemplo, a tensiones de línea altas en el modo de operación casi discontinuo, la frecuencia operativa del rectificador 400 puede resultar suficientemente baja como para ser audible. En una realización, el controlador 125 limita la frecuencia operativa mínima del rectificador 400 (o los componentes de convertidor positivo/negativo del mismo) mediante la transición de un modo de operación de casi discontinuo a un modo de operación continuo de frecuencia fija. Durante el modo de operación continuo, por ejemplo, la corriente de inductor muestreada por el sensor 310 de corriente o por el sensor 315 de corriente no se hace cero. En una realización que tiene un rectificador de tres fases tal como el rectificador 400, esta transición ocurre durante una parte del ciclo de línea donde las tensiones de fase de las tres fases son mutuamente excluyentes. Por ejemplo, esta transición ocurre entre 60 y 120 grados, y entre 240 y 300 grados de un ciclo de línea de 360 grados.

Por ejemplo, el controlador 125 puede disponer los conmutadores 320 y 330 de modo que operen en un modo de casi discontinuo durante una porción de ángulo de fase de 0 – 60 grados del ciclo de línea. Para limitar la frecuencia operativa mínima del rectificador 400, en una realización, el controlador 125 puede instruir a los conmutadores 320 y 330 para su transición a un modo de operación continuo de frecuencia fija durante los ángulos de fase de 60 – 120 grados. Continuando con esta realización ilustrativa, el controlador 125 puede realizar la transición de los conmutadores 320 y 330 de nuevo al modo casi discontinuo entre 120 – 240 grados, y entre 240-300 grados puede realizar de nuevo transición a un modo de operación continuo. Finalmente, en este ejemplo, el controlador 125 puede instruir a los conmutadores 320 y 330 para que operen en modo casi discontinuo desde ángulos de fase de 300 – 360 grados del ciclo de línea. En una realización, circuitos de entrada tales como el rectificador 400 con tres líneas principales de tensión de entrada de fase operan junto con el controlador 125 para conmutar entre modos de operación del rectificador de casi discontinuo y continuo. Esto limita la frecuencia más alta y la más baja de operación del rectificador 400 a, por ejemplo, entre 20 kHz y 80 kHz, impidiendo una operación a alta frecuencia que esté más allá de su capacidad de conmutación con cargas ligeras, e impidiendo una operación con frecuencia audible con cargas intensas. En esta realización ilustrativa, el rectificador 400, o convertidores del mismo, pueden operar en modo casi discontinuo entre 0 – 60, 120 – 240, y 300 – 360 grados, y en modo continuo entre 60 - 120 y 240 - 300 grados. Tal operación puede mantener la frecuencia operativa del rectificador 400 por encima de un valor de umbral, tal como de 20 kHz.

En una realización, para hacer que la transición entre los modos operativos de casi discontinuo y continuo sea inconsútil, el controlador 125 incluye al menos un procesador de señal digital (DSP) 303 y al menos una matriz de puertas de campo programable (FPGA) 305. En esta realización ilustrativa, un bucle de corriente puede operar en el DSP 303 en paralelo con la corriente total de inductor durante el modo de operación casi discontinuo de frecuencia variable. Esta configuración de bucle de corriente en paralelo reduce también la distorsión armónica media total manteniendo un valor de corriente de inductor inconsútil. En una realización, cuando las tensiones de fase son independientes entre sí, por ejemplo entre 60 y 120 grados, el DSP 303 del controlador 125 puede comandar la FPGA 305 del controlador 125 para operar el rectificador 400 en un modo de operación continuo de frecuencia fija. Por ejemplo, el DSP 303 del controlador 125 puede incluir un generador de corriente de referencia. Evaluando la corriente medida (por ejemplo, mediante al menos uno de entre el sensor 310 de corriente y el sensor 315 de corriente), y la corriente de referencia generada por el generador de corriente de referencia, el DSP 303 del controlador 125 puede generar un valor de error de corriente, el cual es en esta realización la diferencia entre la corriente de referencia generada y la corriente medida real. El DSP 303 puede incluir también una ecuación de diferencia de tensión para generar un valor de error de tensión. Continuando con la realización ilustrativa, la información de DSP 303 generada, tal como los valores de error de corriente o de tensión, puede ser proporcionada a la FPGA 305. En una realización, la FPGA 305 procesa al menos uno de los valores de error de corriente y de tensión en una ecuación de diferencia, y la presentación a la salida de este cálculo incluye una señal de control de modulación de anchura de pulso modulada para proporcionar corrección de factor de potencia del rectificador 400. Por ejemplo, el controlador 125 puede ajustar un factor de trabajo de una señal de control de modulación de anchura de pulso para impulsar el factor de potencia del rectificador 400 (o de cualquier convertidor del mismo) hacia la unidad. En una realización, la FPGA 305 incluye al menos un multiplexor.

El controlador 125 puede ajustar el factor de trabajo de la señal de control de modulación de anchura de pulso para

la transición selectiva de los transistores del circuito de entrada tal como los del primer conmutador 320 y del segundo conmutador 330 entre modos de operación casi discontinuo de frecuencia variable y continuo de frecuencia fija, para operar el rectificador 400 dentro de una gama de frecuencia. En una realización, esta gama de frecuencia está comprendida entre 20 kHz y 80 kHz. En algunas realizaciones, esta gama de frecuencia incluye una frecuencia mínima que está por encima del rango de la audición humana. En algunas realizaciones, la gama de frecuencia está entre 20 kHz y 130 kHz.

En una realización, el controlador 125 puede ajustar al menos un factor de trabajo de al menos una señal de control de modulación de anchura de pulso para proporcionar independientemente corrección de factor de potencia a ambos circuitos convertidores positivo y negativo del rectificador 400, y regular la tensión de salida en los condensadores 440 y 445. Por ejemplo, el controlador 125 puede ajustar un primer factor de trabajo de señal de modulación de anchura de pulso para proporcionar corrección de factor de potencia a un convertidor positivo del rectificador 400, y puede ajustar de manera independiente un segundo factor de trabajo de señal de modulación de anchura de pulso para proporcionar corrección de factor de potencia a un convertidor negativo del rectificador 400. En una realización, los convertidores positivo y negativo pueden operar simultáneamente en modos diferentes. Por ejemplo, la modulación de anchura de pulso de una o más señales de control puede proporcionar corrección de factor de potencia positivo a un convertidor positivo que opere en modo casi discontinuo, y corrección de factor de potencia negativo a un convertidor negativo que opere en modo continuo. Se debe apreciar el convertidor positivo puede operar también en modo continuo mientras el convertidor negativo opera en el modo de casi discontinuo.

En una realización, la alimentación 100 de potencia ininterrumpible controlada conforme a las realizaciones de la presente invención, presenta una baja distorsión armónica total. En algunas realizaciones, un filtro LC pasa-bajo, u otros filtros con varias combinaciones de resistores, inductores y condensadores, pueden filtrar la distorsión armónica media total que incluya armónicos de tensión de la frecuencia de conmutación generados por el primer conmutador 320 y por el segundo conmutador 330. Además, y haciendo referencia a cuanto antecede, el control basado en el DSP 303 del rectificador 400 en el modo de operación de casi discontinuo en donde el controlador 125 incluye un DSP 303 con una configuración de bucle de corriente en paralelo, puede reducir también la distorsión armónica media total. La cantidad de distorsión armónica total a la salida de la UPS 100 puede variar. En una realización, la distorsión armónica total es menor de o igual a un 3,4% de la señal de salida de la UPS. En una realización, el rectificador 400 cumple el estándar IEC 61000-3-12 para corriente armónica.

La Figura 13 es un diagrama de flujo que representa un método 1300 de operación de un sistema tal como una alimentación de potencia ininterrumpible según una realización. En una realización, el método 1300 incluye un método para operar una alimentación de potencia ininterrumpible que tiene al menos un circuito de entrada, una pluralidad de transistores, y al menos un controlador. El controlador puede incluir al menos un procesador de señal digital, y al menos una matriz de puertas de campo programable.

En una realización, el método 1300 incluye un acto de detección de corriente de inductor del circuito de entrada (ACTO 1305). Por ejemplo, la detección de la corriente de inductor (ACTO 1305) puede incluir detectar corriente de inductor en varios puntos del circuito de entrada. Por ejemplo, la detección de la corriente de inductor (ACTO 1305) puede incluir detectar corriente en inductores de rectificadores de una o de tres fases, o en otros puntos del circuito de entrada, tal como una porción de un circuito rectificador de tres fases situada entre diodos rectificadores y de salida, donde la detección de la corriente de inductor (ACTO 1305) puede incluir detectar corriente procedente de más de un inductor. Por ejemplo, un circuito de entrada puede incluir dos circuitos convertidores elevadores, que pueden ser mencionados como convertidores elevadores (por ejemplo, reductores) positivo y negativo. En este ejemplo, un sensor de corriente puede detectar corriente de inductor (ACTO 1305) de los circuitos convertidores elevadores del circuito de entrada.

En una realización, el método 1300 incluye un acto de proporcionar un valor de corriente de inductor detectada a un controlador (ACTO 1310). Proporcionar el valor de corriente de inductor detectada (ACTO 1310) incluye, en una realización, proporcionar el valor de corriente de inductor detectada a un procesador de señal digital. Este valor de corriente puede ser proporcionado (ACTO 1310) a un procesador de señal digital, un dispositivo lógico digital, un controlador, un procesador, un circuito lógico u otro dispositivo configurado para la comunicación electrónica con un sensor de corriente o con otro dispositivo que detecte valores de corriente de circuito de entrada incluyendo la corriente de inductor.

El método 1300 incluye un acto de generar un valor de error de corriente (ACTO 1315). En una realización, generar el valor de error de corriente (ACTO 1315) incluye generar el valor de error de corriente en base, al menos en parte, al valor de corriente de inductor detectada. Por ejemplo, generar el valor de error de corriente (ACTO 1315) puede incluir determinar la diferencia entre el valor de corriente de inductor detectada o medida (ACTO 1305) y un valor de referencia de corriente que haya sido generado, por ejemplo, por el procesador de señal digital asociado al controlador.

En una realización, el método 1300 incluye un acto de proporcionar el valor de error de corriente al controlador (ACTO 1320). Proporcionar el valor de error de corriente (ACTO 1320) incluye, en una realización, proporcionar el valor de error de corriente a una matriz de puertas de campo programable. El valor de error de corriente puede ser proporcionado (ACTO 1320) a una matriz de puertas de campo programable, un dispositivo lógico digital, un

controlador, un procesador, un circuito lógico u otro dispositivo configurado para la comunicación electrónica, por ejemplo, con un procesador de señal digital o con otro dispositivo que genere valores de error de corriente (ACTO 1315).

El método 1300 incluye también, en una realización, un acto de generar (ACTO 1325) una señal de control por modulación de anchura de pulso (PWM). Por ejemplo, una señal de control de PWM puede ser generada (ACTO 1325) basándose en parte en el valor de error de corriente. En una realización, la generación de una señal de control de PWM (ACTO 1325) incluye generar una pluralidad de señales de control de PWM, tal como una primera y una segunda señales de control de modulación de anchura de pulso.

En una realización, generar una señal de control de modulación de anchura de pulso (ACTO 1325) incluye generar una pluralidad de señales de control de PWM independientes entre sí. Por ejemplo, generar una señal de control de modulación de anchura de pulso (ACTO 1325) puede incluir generar una primera señal de control de PWM para un primer convertidor elevador del circuito de entrada, y generar una segunda señal de control de PWM para un segundo convertidor elevador del circuito de entrada. En este ejemplo, la primera y la segunda señales de control de PWM pueden ser generadas de manera independiente en base a, por ejemplo, diferentes corrientes de inductor, diferentes valores de error de corriente, u otras características diferentes entre una pluralidad de convertidores elevadores (incluyendo los convertidores reductores-elevadores) que forman parte de al menos un circuito de entrada.

El método 1300 incluye acciones de generación de un valor de error de tensión (ACTO 1330) tal como la diferencia entre una tensión de salida real y una deseada, y proporcionar este valor de error de tensión (ACTO 1335) al controlador o a un componente asociado tal como una matriz de puertas de campo programable. Por ejemplo, generar el valor de error de tensión (ACTO 1330) puede incluir el uso de un procesador de señal digital, y el valor de error de tensión puede ser suministrado (ACTO 1335) a una matriz de puertas de campo programable, un dispositivo lógico digital, un controlador, un procesador, un circuito lógico u otro dispositivo configurado para la comunicación electrónica con, por ejemplo, un procesador de señal digital u otro dispositivo que genere valor de error de tensión (ACTO 1330).

En una realización, el método 1300 incluye un acto de aplicar la señal de control de modulación de anchura de pulso (ACTO 1340). Por ejemplo, la aplicación de la señal de control de PWM (ACTO 1340) puede incluir aplicar la señal de control de PWM a al menos un transistor que forme parte del circuito de entrada para controlar una frecuencia de conmutación. El transistor al que se puede aplicar la señal de control de PWM (ACTO 1340) puede ser un transistor que forme parte de un convertidor elevador del circuito de entrada, y el transistor puede formar parte de un conmutador accionado por un activador de puerta que esté en comunicación con un controlador u otro dispositivo tal como una matriz de puertas de campo programable.

En una realización, aplicar la señal de control de PWM (ACTO 1340) incluye aplicar la señal de control de modulación de PWM a uno de entre un primer transistor y un segundo transistor en el circuito de entrada, para controlar su frecuencia de conmutación. En diversas realizaciones, la frecuencia puede estar controlada de modo que se mantenga inaudible para los humanos (por ejemplo, por encima de 20 kHz) por debajo de un umbral máximo (por ejemplo, menos de 130 kHz o menos de 80 kHz), o dentro de un rango dado.

En algunas realizaciones, diferentes señales de control de PWM pueden ser aplicadas a diferentes transistores. Por ejemplo, aplicar la señal de control de PWM (ACTO 1340) puede incluir aplicar una primera señal de control de PWM a un primer transistor que puede formar parte de un primer circuito convertidor elevador, y aplicar una segunda señal de control de PWM a un segundo transistor que puede formar parte de un segundo circuito convertidor elevador. (Tanto los circuitos convertidores elevadores como las porciones de los mismos, pueden ser mencionados también simplemente como convertidores elevadores). En una realización, el método 1300 incluye un acto de conmutar un modo de funcionamiento de un convertidor elevador (ACTO 1345). Por ejemplo, aplicar la señal de control de PWM (ACTO 1340) incluye aplicar la señal de control de PWM a un transistor para conmutar el modo de operación del circuito convertidor elevador (ACTO 1345) asociado a ese transistor. Por ejemplo, los convertidores elevadores pueden operar en modo continuo, en que la corriente de inductor del convertidor elevador permanece por encima de cero durante un ciclo de línea. Los convertidores elevadores pueden operar también en modo discontinuo, en donde la corriente de inductor cae a, y se mantiene en, cero por un tiempo más largo que un período de tiempo mínimo. Adicionalmente, los convertidores elevadores pueden operar en un modo casi discontinuo, en que la corriente de inductor en el convertidor elevador cae a, y se hace cero, pero no se mantiene en cero durante un período de tiempo operacionalmente significativo. Por ejemplo, en operación casi discontinua, la señal de control de PWM puede instruir al transistor para que entre en estado de CONDUCCIÓN cuando se determine que la corriente de inductor es cero. En este ejemplo, esto provoca que la corriente de inductor ascienda en rampa, según se ha ilustrado en las Figuras 7 – 9.

Siguiendo adelante, en una realización, aplicar la señal de control de PWM (ACTO 1340) incluye aplicar al menos una señal de control de PWM a al menos un transistor para conmutar reversiblemente un modo de operación de un convertidor elevador (ACTO 1345) que incluye el transistor, entre modos de operación continuo y casi discontinuo. En esta realización, la corriente de inductor no permanece en cero durante un período de tiempo operacionalmente significativo durante un ciclo de línea.

Los convertidores elevadores pueden conmutar modos de operación durante varias partes de un ciclo de línea. Por ejemplo, un circuito de entrada que incluya un rectificador de tres fases puede operar durante un ciclo de línea de AC entre 0 – 360, mencionado simplemente como ciclo de línea. En una realización, conmutar el modo operativo del convertidor elevador (ACTO 1345) incluye conmutar el modo de operación de un convertidor elevador desde operación casi discontinua, de frecuencia variable, a operación continua de frecuencia fija, durante una porción de ángulo de fase de 0 – 60 grados del ciclo de línea. En algunas realizaciones, conmutar el modo de operación del convertidor elevador (ACTO 1345) puede incluir también controlar la conmutación del transistor para que opere un convertidor elevador en un modo de operación casi discontinuo de frecuencia variable durante porciones de ángulo de fase de 0 – 60, 120 – 240 y 300 – 360 grados del ciclo de línea. Conmutar el modo operativo del convertidor elevador (ACTO 1345) puede incluir también controlar la conmutación del transistor para que opere un convertidor elevador en un modo de operación continuo de frecuencia fija (por ejemplo, 80 kHz, 90 kHz o 130 kHz) durante porciones de ángulo de fase de 60 – 120 y 240 – 300 - 360 grados del ciclo de línea.

En una realización, el método 1300 incluye un acto de conmutar un transistor (ACTO 1350) a un estado de CONDUCCIÓN cuando el valor de corriente detectada es cero o sustancialmente cero. La conmutación del estado del transistor (ACTO 1350) puede incluir ajustar el factor de trabajo de la señal de control de PWM para activar la conmutación del transistor. Por ejemplo, conmutar el estado del transistor (ACTO 1350) puede incluir ajustar una señal de control de PWM aplicada a un transistor (ACTO 1340) para conmutar reversiblemente al menos un transistor entre los estados de CONDUCCIÓN y de CORTE. En una realización, cuando se detecta corriente de inductor cero (ACTO 1305), se genera una señal de PWM (ACTO 1325) y se aplica a un transistor (ACTO 1340) para dar instrucciones a ese transistor de entrar en estado de CONDUCCIÓN (ACTO 1350), provocando que la corriente ascienda en rampa desde cero.

En una realización, la frecuencia de operación, o de conmutación, de un circuito de entrada (o de alguno de sus componentes tales como convertidores elevadores y transistores) (ACTOS 1345, 1350) puede ser variable durante la operación en casi discontinuo y fija durante la operación en continuo. En algunas realizaciones, la aplicación de la señal de control de PWM (ACTO 1340) al transistor puede conmutar reversiblemente el funcionamiento del circuito de entrada entre cualquiera de los modos de operación continuo, discontinuo o casi discontinuo.

Obsérvese que en las Figuras 1 a 13, los elementos enumerados han sido mostrados como elementos individuales. En implementaciones reales de los sistemas y métodos descritos en la presente memoria, sin embargo, éstos pueden ser componentes inseparables de otros dispositivos electrónicos tales como un ordenador digital. Así, las acciones descritas en lo que antecede pueden ser implementadas al menos en parte mediante software que puede estar materializado en un artículo de fabricación que incluya un medio de almacenamiento de programa. El medio de almacenamiento de programa incluye señales de datos materializadas en uno o más de entre una onda portadora, un disco (magnético u óptico) de ordenador (por ejemplo, un CD o un DVD o ambos), memoria no volátil, cinta, una memoria de sistema y un disco duro de ordenador.

A partir de cuanto antecede, se apreciará que los sistemas y métodos para operar fuentes de alimentación de potencia ininterrumpible y otros sistemas proporcionan una manera simple y eficaz de controlar la frecuencia operativa de un circuito de entrada. Los sistemas y métodos conforme a las diversas realizaciones, están capacitados para realizar la transición de estados de transistor y para controlar la operación del circuito convertidor elevador. Esto proporciona una alimentación de potencia ininterrumpible u otro sistema con una robusta capacidad de corrección del factor de potencia y una distorsión armónica total reducida.

Cualquier referencia a los términos delantero y trasero, izquierda y derecha, parte de arriba y de fondo, y superior e inferior, ha sido realizada por conveniencia de la descripción y no de limitar los presentes sistemas y métodos o de sus componentes a ninguna orientación posicional o espacial.

Cualquier referencia a realizaciones o elementos o actos de los sistemas y métodos mencionados en la presente memoria en singular, pueden abarcar también realizaciones que incluyan una pluralidad de esos elementos, y cualquier referencia en plural a cualquier realización o elemento o acto en la presente memoria puede abarcar también realizaciones que incluyan solamente un sólo elemento. No se pretende que las referencias en forma singular o plural limiten los sistemas y métodos, sus componentes, actos o elementos descritos en la presente memoria.

Cualquier realización divulgada en la presente memoria puede ser combinada con cualquier otra realización, y las referencias a “realización”, “algunas realizaciones”, “una realización alternativa”, “varias realizaciones”, “una realización” o similares, no son necesariamente excluyentes mutuamente y están previstas para indicar que un detalle, una estructura o una característica particular en relación con la realización pueda estar incluida en al menos una realización. Tales términos, según se utiliza en la presente memoria, no se refieren todos necesariamente a la misma realización. Cualquier realización puede ser combinada con cualquier otra realización de una manera acorde con los objetos, objetivos y necesidades que se divulgan en la presente memoria.

Las referencias a “o” pueden ser entendidas como “inclusives” de modo que cualquier término que se describa utilizando “o” pueda indicar cualquier de entre uno solo, más de uno y todos los términos descritos.

Cuando las características técnicas de los dibujos, la descripción detallada o cualquier reivindicación vayan seguidas de signos de referencia, los signos de referencia han sido incluidos con el único propósito de aumentar la inteligibilidad de los dibujos, de la descripción detallada y de las reivindicaciones. En consecuencia, ninguno de los signos de referencia ni su ausencia tienen efecto limitativo sobre el alcance de cualquiera de los elementos de reivindicación.

Un experto en la materia podrá entender que los sistemas y métodos descritos en la presente memoria pueden ser materializados de otras formas específicas sin apartarse del espíritu o las características esenciales de los mismos. Por ejemplo, los sistemas y métodos descritos en la presente memoria no se limitan al uso en alimentaciones de potencia ininterrumpibles, y pueden ser usados con otras alimentaciones de potencia y otros sistemas en general. También, los circuitos de entrada descritos en la presente memoria no se limitan al rectificador 400. Configuraciones de rectificadores y de circuito distintas a las del rectificador 400 y el circuito de entrada 110, y las realizaciones descritas con respecto al rectificador 400 y al circuito de entrada 110, pueden ser usadas con otras alimentaciones de potencia y otros sistemas. Los sistemas y métodos descritos en la presente memoria incluyen tanto rectificadores de una sola fase como de tres fases. Por ejemplo, la topología del rectificador de corrección de factor de potencia de una sola fase puede tener una frecuencia de conmutación máxima de aproximadamente 80 kHz, o la mitad de la frecuencia de muestreo. Una topología de rectificador de corrección de factor de potencia parcialmente desacoplado de tres fases puede tener una frecuencia de conmutación máxima de 130 kHz, la cual en una realización es la frecuencia máxima limitada por dispositivos de conmutación de rectificador. Una topología de rectificador de corrección de factor de potencia totalmente desacoplado de tres fases puede tener una frecuencia de conmutación máxima de 40 kHz, o un cuarto de la frecuencia de muestreo. Las realizaciones que anteceden deben ser por tanto consideradas en todos los aspectos ilustrativos en vez de limitar los sistemas y métodos descritos. El alcance de los sistemas y métodos descritos en la presente memoria queda así indicado por las reivindicaciones anexas, en vez de por la descripción que antecede, y todos los cambios que caigan dentro del significado y del rango de equivalencia de las reivindicaciones, deben ser por tanto consideradas como abarcadas por las mismas.

REIVINDICACIONES

1.- Una alimentación de potencia ininterrumpible, que comprende:

- 5 un circuito de entrada (110) que incluye un primer transistor (245) y un primer inductor (235), y que está configurado para recibir tensión de AC en una entrada (130, 135) y proporcionar una tensión de DC en una salida (150, 155),
- 10 un controlador (125) que tiene un procesador de señal digital (303) y una matriz de puertas de campo programable (305) y que está acoplado al circuito de entrada para detectar corriente de inductor y para proporcionar un valor de corriente de inductor detectada al procesador de señal digital, estando el controlador configurado para aplicar una primera señal de control de modulación de anchura de pulso al primer transistor para ajustar una frecuencia de conmutación del primer transistor para generar una tensión de DC a la salida,
- caracterizado porque se ha previsto además un segundo transistor (250), y
- en donde el primer transistor forma parte de un primer circuito convertidor elevador;
- en donde el segundo transistor forma parte de un segundo circuito convertidor elevador;
- en donde el circuito de entrada incluye un rectificador (400) de tres fases;
- 15 en donde el controlador está además configurado para aplicar la primera señal de control de modulación de anchura de pulso al primer transistor para conmutar un modo de operación del primer circuito convertidor elevador entre modos de operación casi discontinuo de frecuencia variable y continuo de frecuencia fija, y
- en donde el controlador está además configurado para aplicar una segunda señal de control de modulación de anchura de pulso al segundo transistor para conmutar un modo de operación del segundo circuito convertidor elevador entre modos de operación casi discontinuo de frecuencia variable y continuo de frecuencia fija.
- 20

2.- La alimentación de potencia ininterrumpible de la reivindicación 1, en donde:

- el procesador de señal digital está configurado para generar un valor de error de corriente que se basa parcialmente en el valor de corriente de inductor detectada, y para proporcionar el valor de error de corriente a la matriz de puertas de campo programable, y
- 25 la matriz de puertas de campo programable está configurada para generar la primera señal de control de modulación de anchura de pulso parcialmente en base al valor de error de corriente.

3.- La alimentación de potencia ininterrumpible de la reivindicación 1, en donde, en un modo, el primer circuito convertidor elevador opera en el modo de operación casi discontinuo de frecuencia variable, y el segundo circuito convertidor elevador opera simultáneamente en el modo de operación continuo de frecuencia fija.

- 30 4.- La alimentación de potencia ininterrumpible de la reivindicación 1, en donde al menos uno de entre el primer transistor y el segundo transistor conmuta a un estado de conducción cuando el valor de corriente de inductor detectada cae sustancialmente a cero.

5.- La alimentación de potencia ininterrumpible de la reivindicación 1, en donde:

- 35 el rectificador de tres fases está configurado para una operación durante un ciclo de línea que tiene una primera tensión de fase, una segunda tensión de fase y una tercera tensión de fase, y
- el controlador está además configurado para conmutar el modo de operación de uno de entre el primer circuito de convertidor elevado y el segundo circuito convertidor elevador durante una parte del ciclo de línea, donde cada una de entre la primera tensión de fase, la segunda tensión de fase y la tercera tensión de fase son mutuamente excluyentes.

- 40 6.- La alimentación de potencia ininterrumpible de la reivindicación 1, en donde:

el procesador de señal digital está configurado además para generar un valor de error de tensión en base a un valor de la tensión de DC presente en la salida, y para proporcionar el valor de error de tensión a la matriz de puertas de campo programable, y

- 45 la matriz de puertas de campo programable está configurada además para generar la primera señal de control de modulación de anchura de pulso parcialmente en base al valor de error de tensión.

7.- La alimentación de potencia ininterrumpible de la reivindicación 1, en donde:

la frecuencia de conmutación del primer transistor se mantiene entre 20 kHz y 130 kHz durante un ciclo de línea del

rectificador de tres fases.

8.- La alimentación de potencia ininterrumpible de la reivindicación 1, en donde:

el rectificador de tres fases incluye el primer inductor, un segundo inductor y un tercer inductor, y

5 la corriente de inductor detectada incluye corriente procedente de al menos dos de entre el primer inductor, el segundo inductor y el tercer inductor.

9.- La alimentación de potencia ininterrumpible de la reivindicación 1, en donde el primer transistor está en uno de entre un estado de conducción o uno de corte durante al menos una cantidad de tiempo predeterminada con anterioridad a la conmutación del otro de los estados de conducción o de corte.

10 10.- La alimentación de potencia ininterrumpible de la reivindicación 1, en donde uno de entre el primer transistor y el segundo transistor conmuta reversiblemente entre una pluralidad de estados de conducción y de estados de corte, y en donde un período de tiempo entre un primer estado de conducción y un posterior estado de conducción es de aproximadamente 12,5 μ s.

15 11.- La alimentación de potencia ininterrumpible de la reivindicación 1, en donde el controlador está configurado además para aplicar la primera señal de control de modulación de anchura de pulso al primer transistor, para conmutar un modo de operación del primer circuito convertidor elevador entre modos de operación casi discontinuo de frecuencia variable y continuo de frecuencia fija durante una primera porción de un ciclo de línea, y

20 en donde el controlador está además configurado para aplicar una segunda señal de control de modulación de anchura de pulso al segundo transistor para conmutar un modo de operación del segundo circuito convertidor elevador entre modos de operación casi discontinuo de frecuencia variable y continuo de frecuencia fija durante una segunda porción del ciclo de línea.

25 12.- Un método de operación de una alimentación de potencia ininterrumpible que incluye un circuito de entrada (110) y un controlador (125), teniendo el circuito de entrada un primer transistor (245), un primer inductor (235) y un segundo transistor (250), en donde el primer transistor forma parte de un primer circuito convertidor elevador y en donde el segundo transistor forma parte de un segundo circuito convertidor elevador, y teniendo el controlador un procesador de señal digital y una matriz de puertas de campo programable, comprendiendo el método:

detectar corriente de inductor del circuito de entrada;

proporcionar un valor de la corriente de inductor detectada al procesador de señal digital;

generar un valor de error de corriente parcialmente en base al valor de corriente de inductor detectada;

proporcionar el valor de error de corriente a la matriz de puertas de campo programable;

30 generar una primera señal de control de modulación de anchura de pulso parcialmente en base al valor de error de corriente;

aplicar la primera señal de control de modulación de anchura de pulso al primer transistor para controlar una frecuencia de conmutación de uno de entre el primer transistor y el segundo transistor;

caracterizado porque el método proporciona además:

35 aplicar la primera señal de control de modulación de anchura de pulso al primer transistor para conmutar un modo de operación del primer circuito convertidor elevador entre modos de operación casi discontinuo de frecuencia variable y continuo de frecuencia fija, y

40 aplicar una segunda señal de control de modulación de anchura de pulso al segundo transistor para conmutar un modo de operación del segundo circuito convertidor elevador entre modos de operación casi continuo de frecuencia variable y continuo de frecuencia fija.

13.- El método de la reivindicación 12, que comprende además:

generar un valor de error de tensión del circuito de entrada;

proporcionar el valor de error de tensión a la matriz de puertas de campo programable, y

45 generar la primera señal de control de modulación de anchura de pulso parcialmente en base al valor de error de tensión.

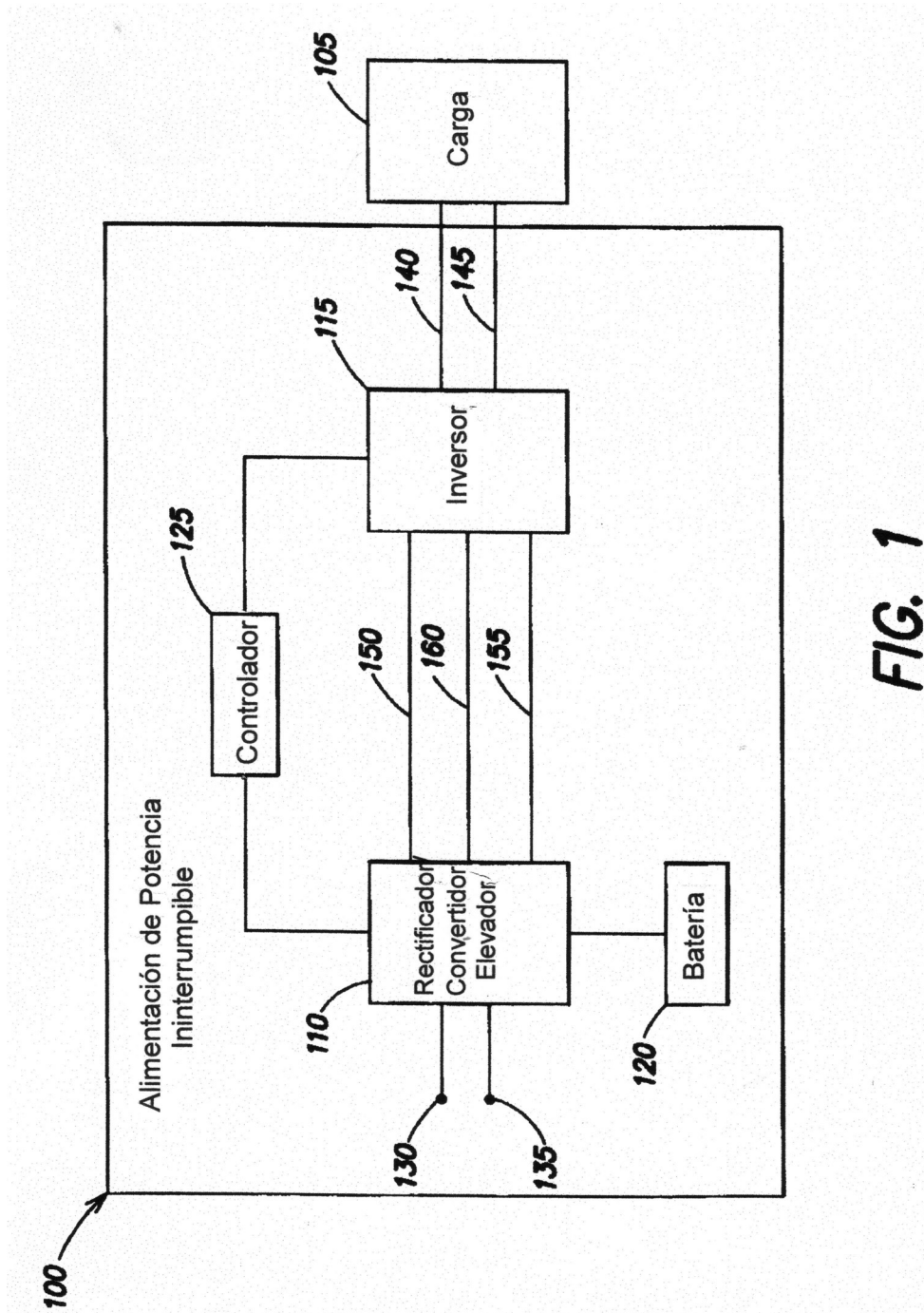
14.- El método de la reivindicación 12, en donde el circuito de entrada incluye un rectificador de tres fases que posee una pluralidad de inductores que incluye el primer inductor, y en donde la detección de corriente de inductor del

circuito de entrada comprende además:

detectar corriente de inductor a partir de al menos dos de la pluralidad de inductores.

5 15.- el método de la reivindicación 12, en donde aplicar la primera señal de control de modulación de anchura de pulso al primer transistor para conmutar un modo de operación del primer circuito convertidor elevador entre modos de operación casi continuo de frecuencia variable y continuo de frecuencia fija, comprende aplicar la primera señal de control de modulación de anchura de pulso durante una primera porción del ciclo de línea, y

10 aplicar una segunda señal de control de modulación de anchura de pulso al segundo transistor para conmutar un modo de operación del segundo circuito convertidor elevador entre modos de operación casi continuo de frecuencia variable y continuo de frecuencia fija, comprende aplicar la segunda señal de control de modulación de anchura de pulso durante una segunda porción del ciclo de línea.



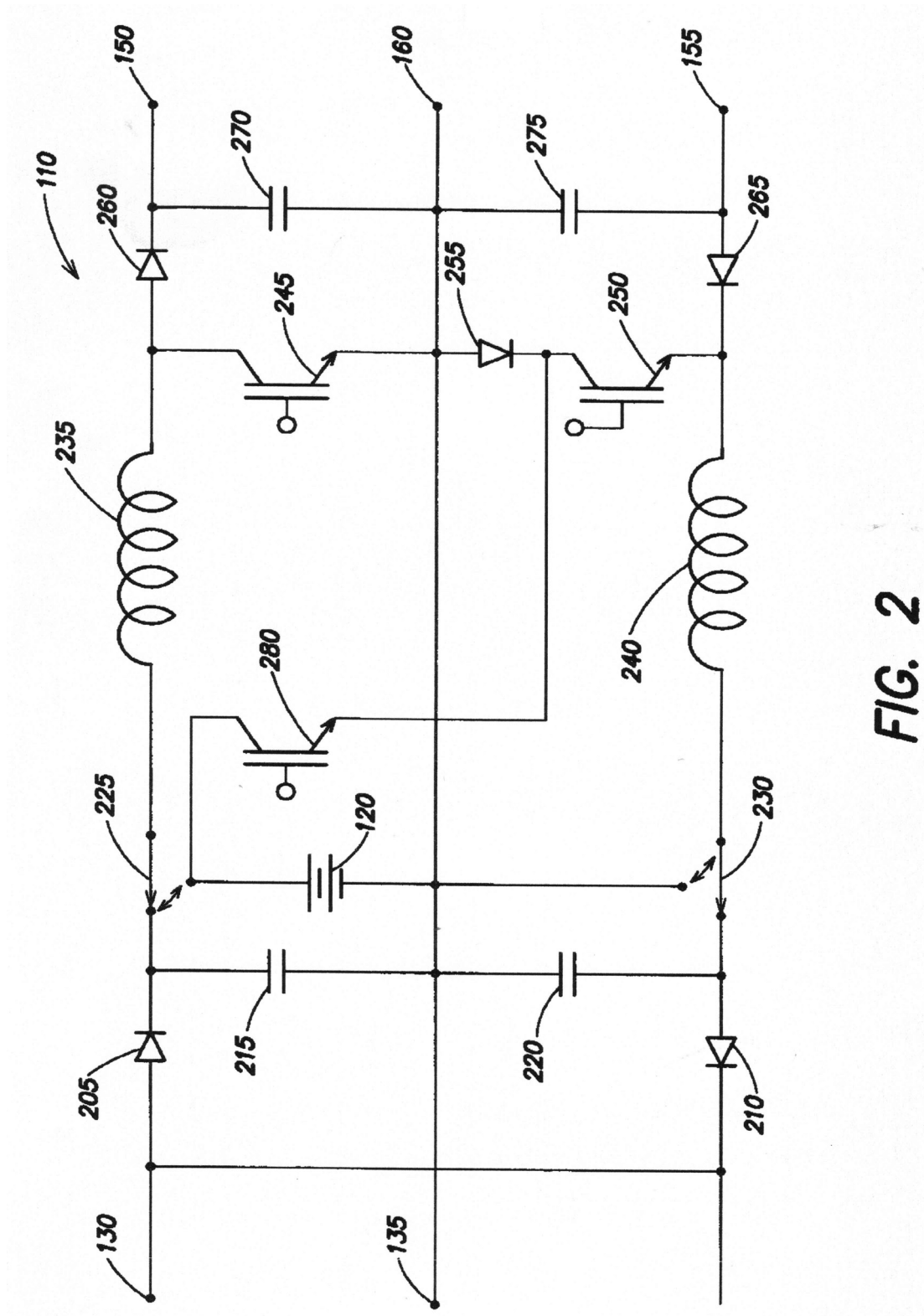


FIG. 2

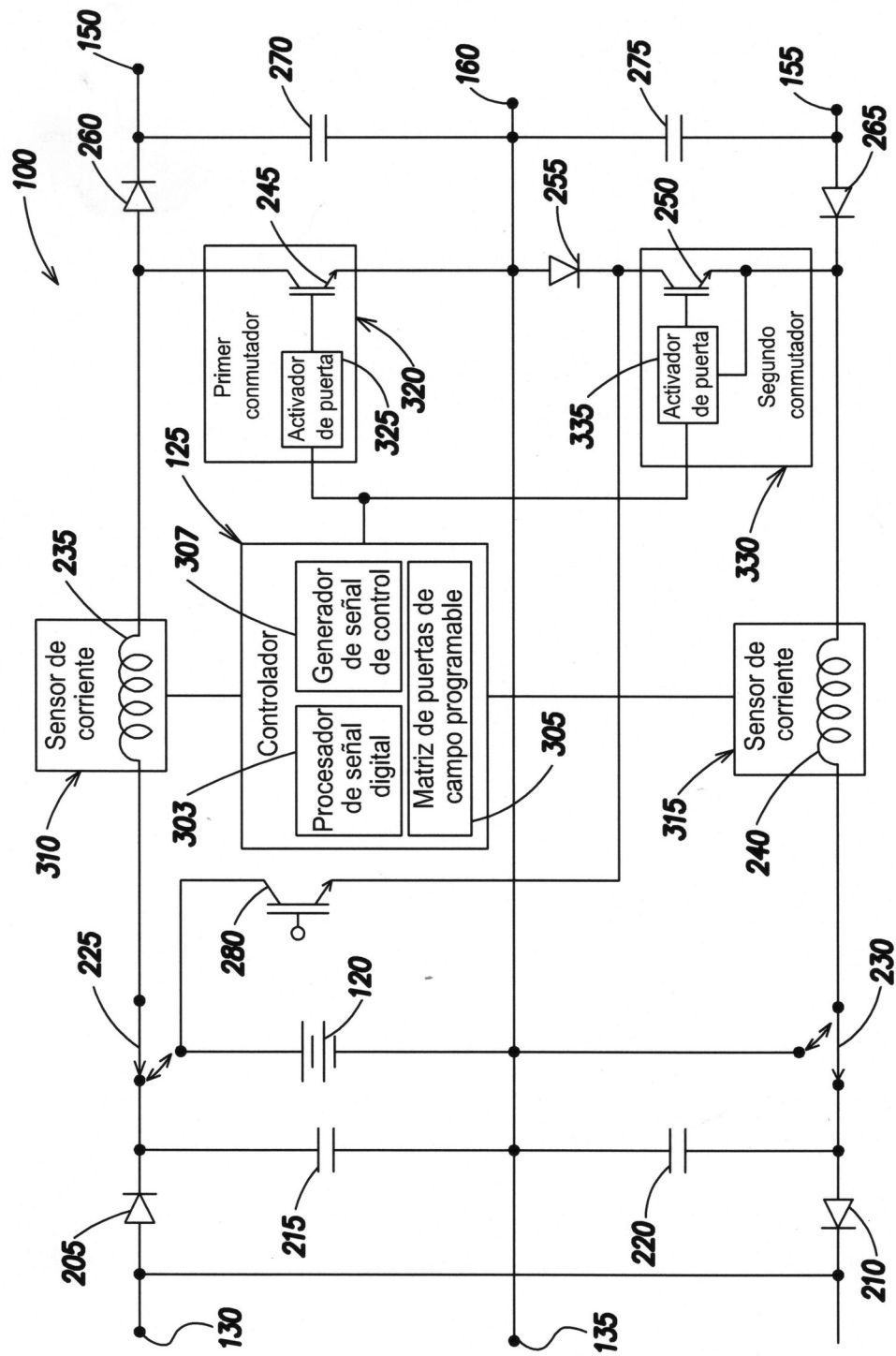


FIG. 3

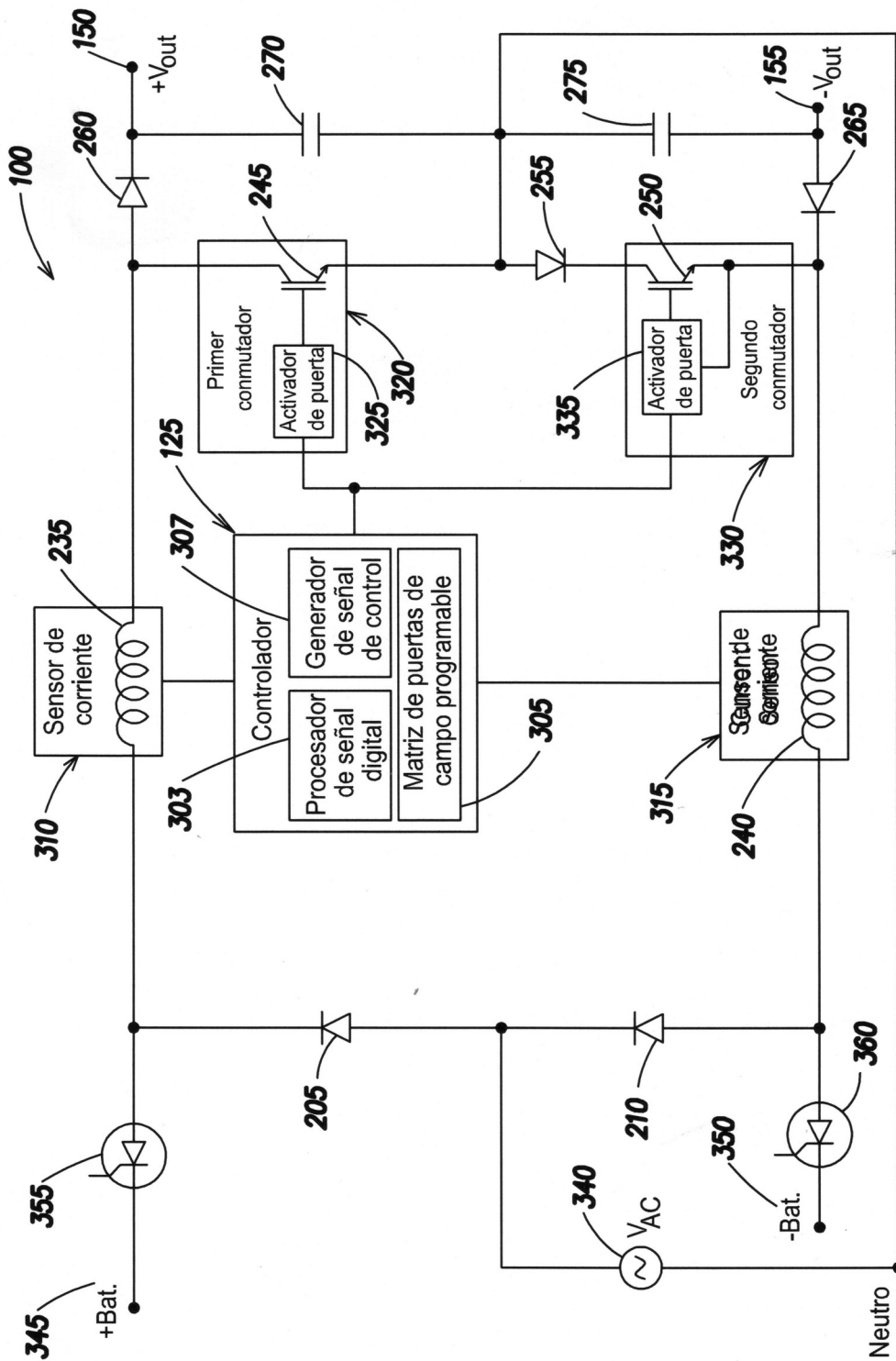


FIG. 3A

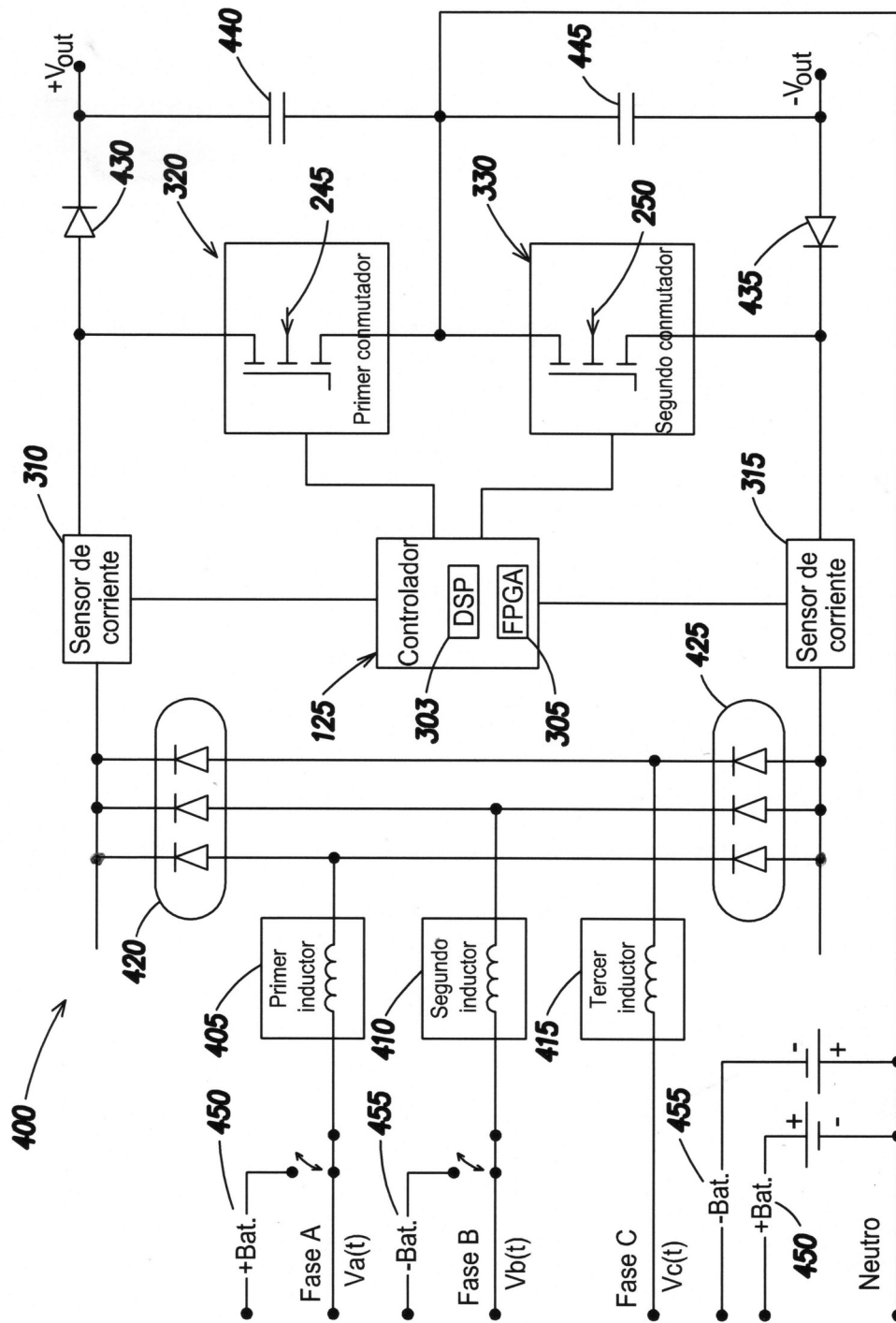


FIG. 4

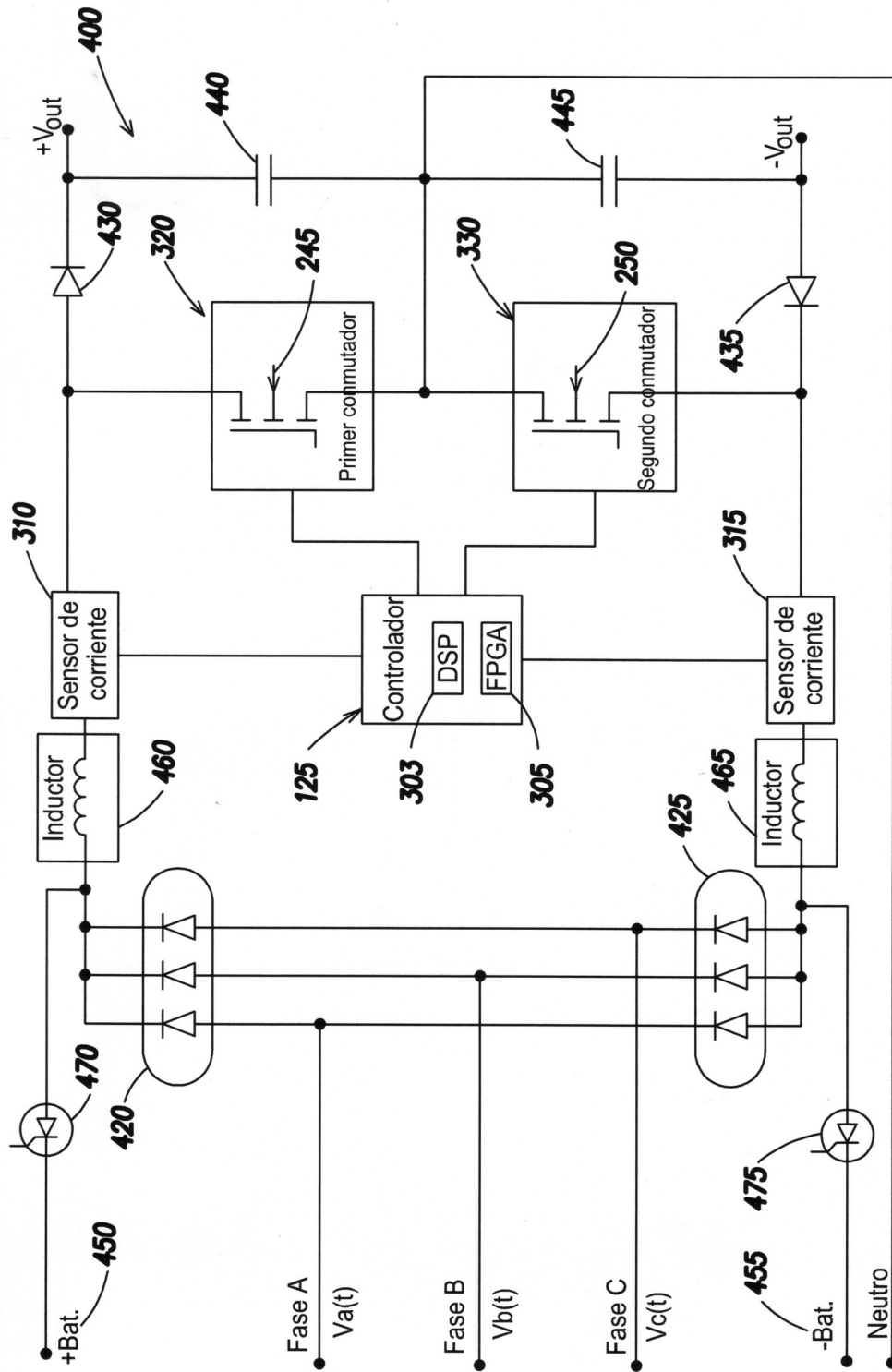


FIG. 4A

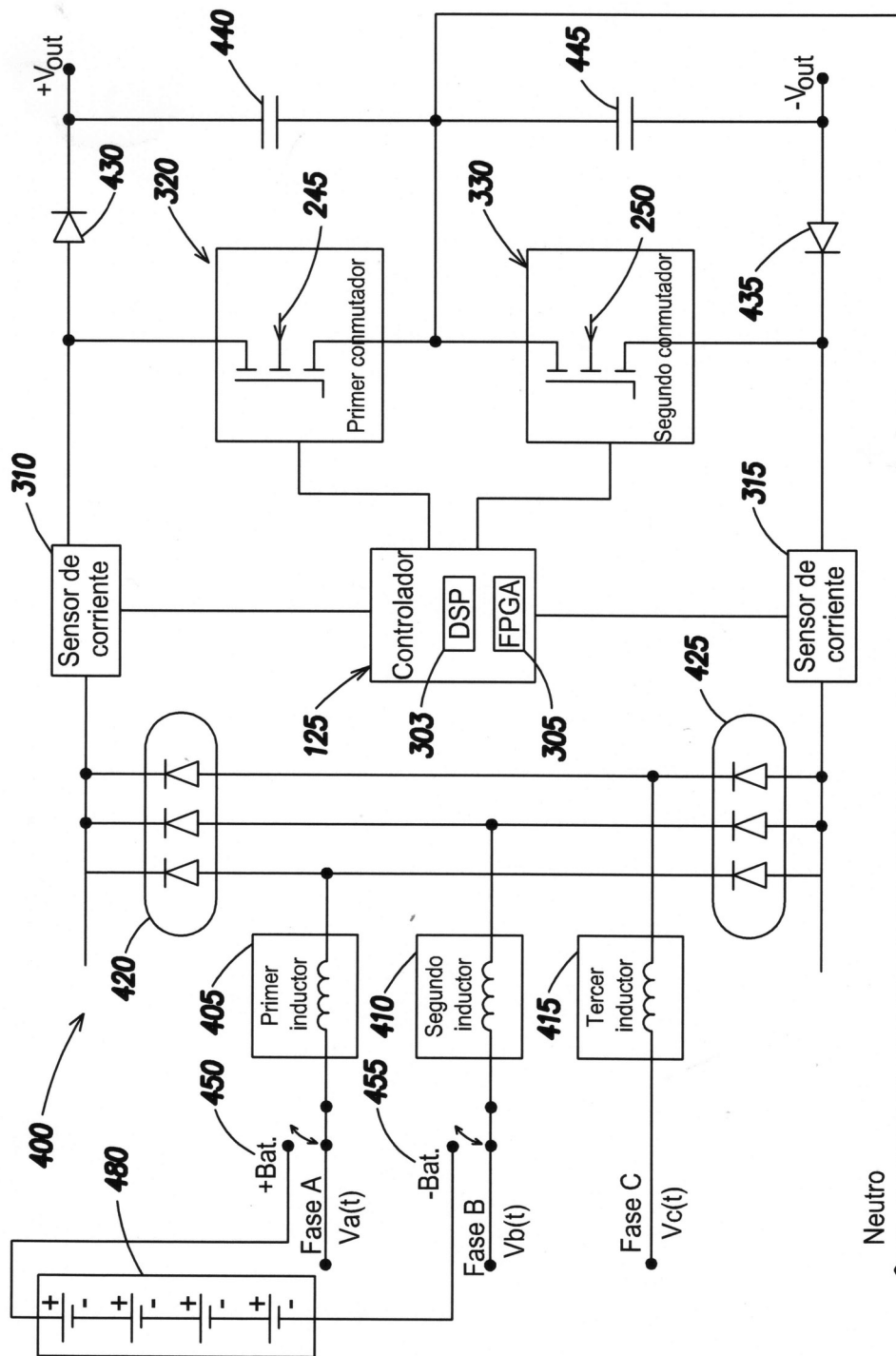


FIG. 4B

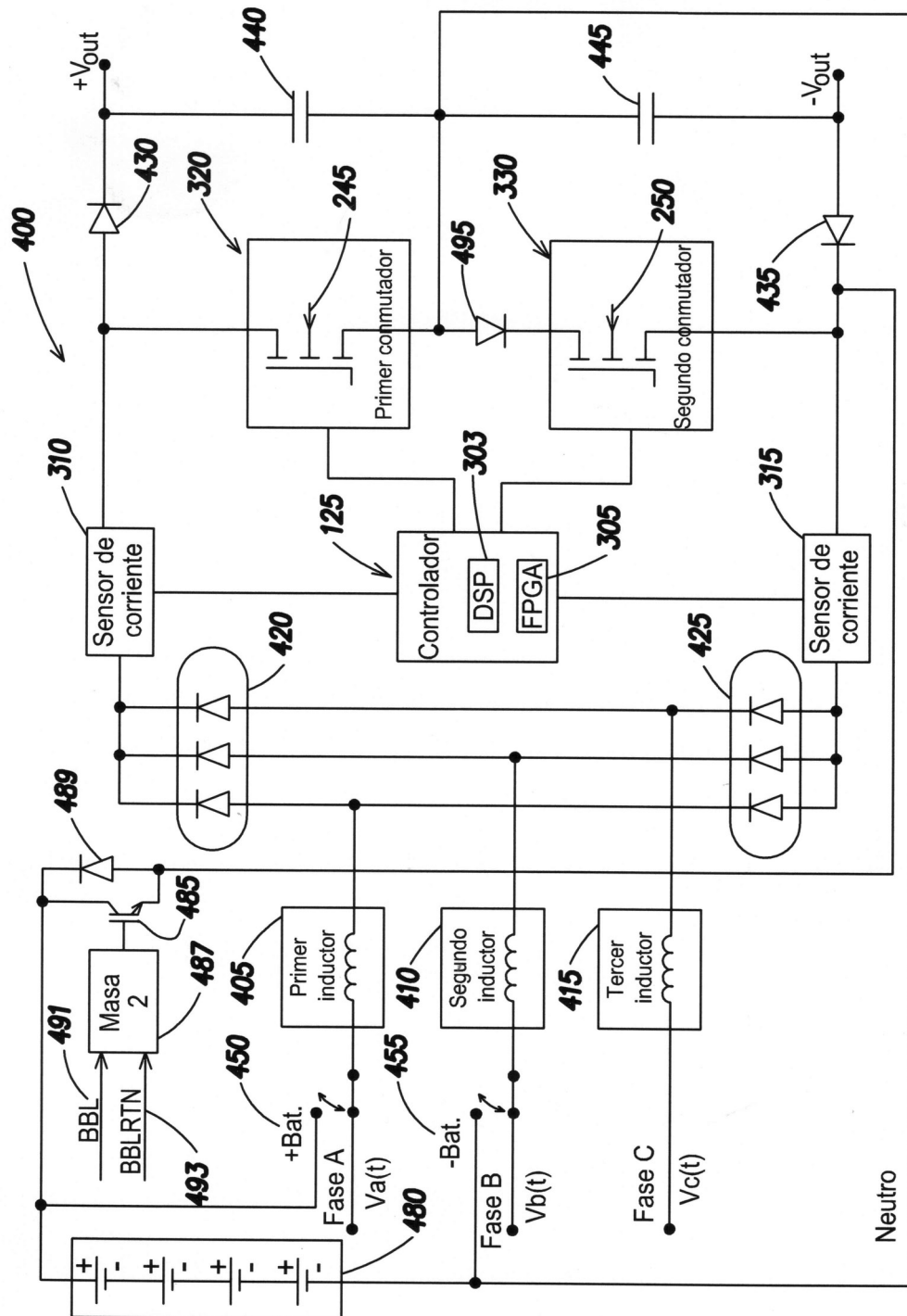


FIG. 4C

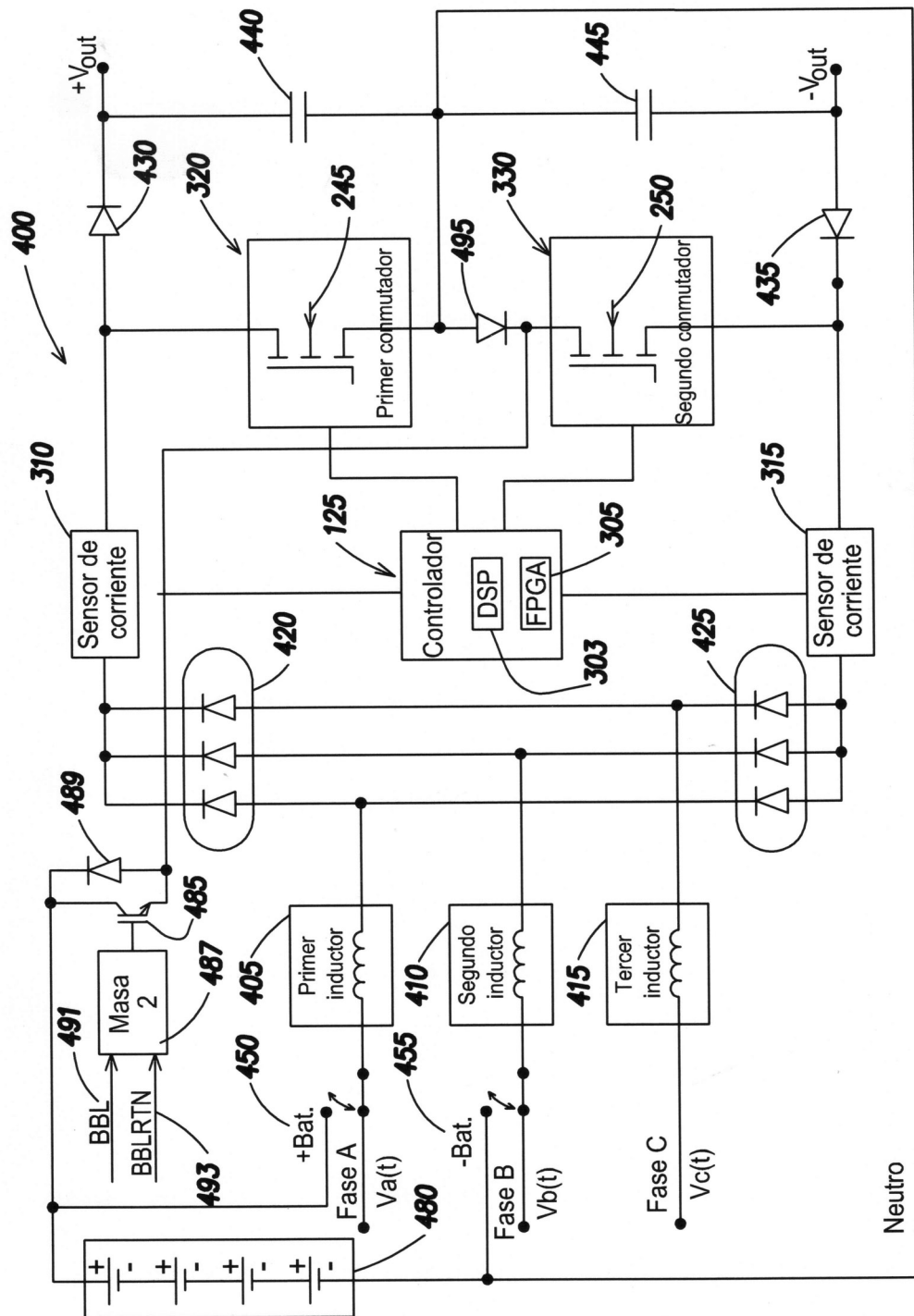


FIG. 4D

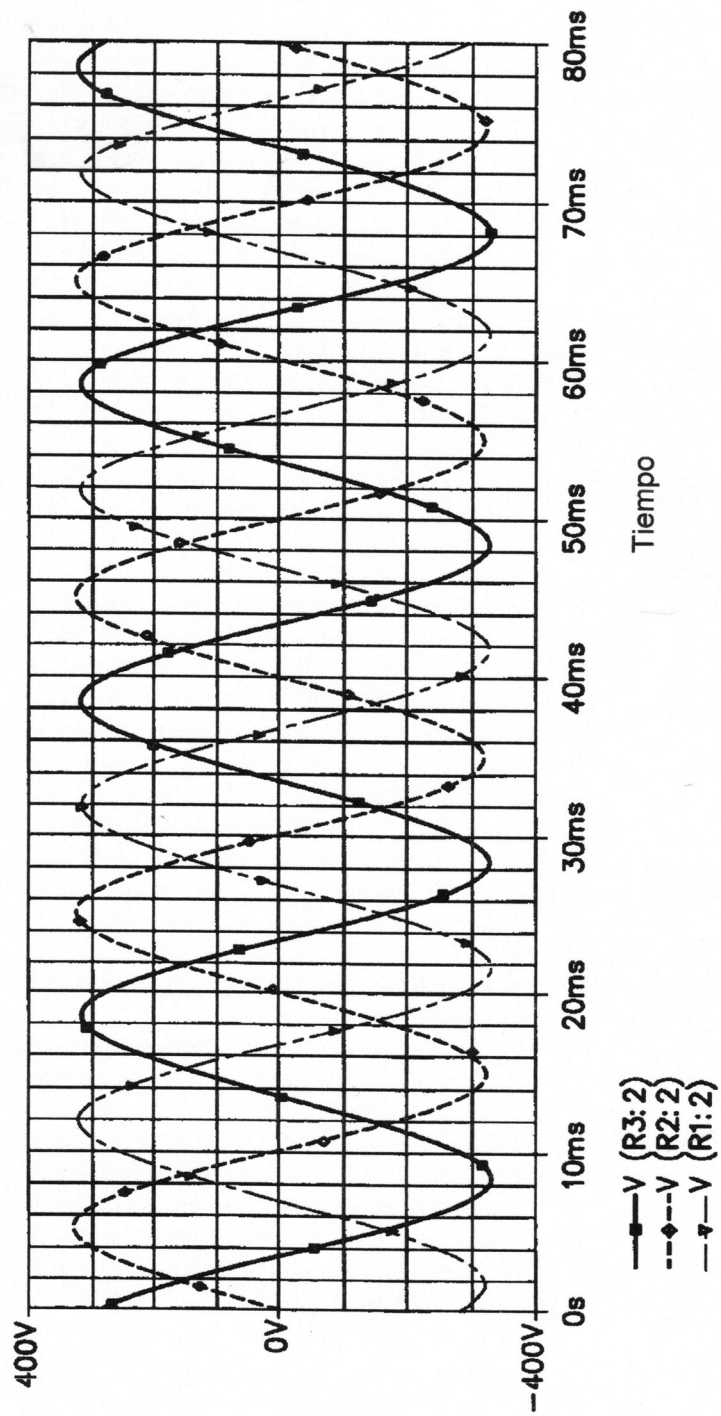


FIG. 5

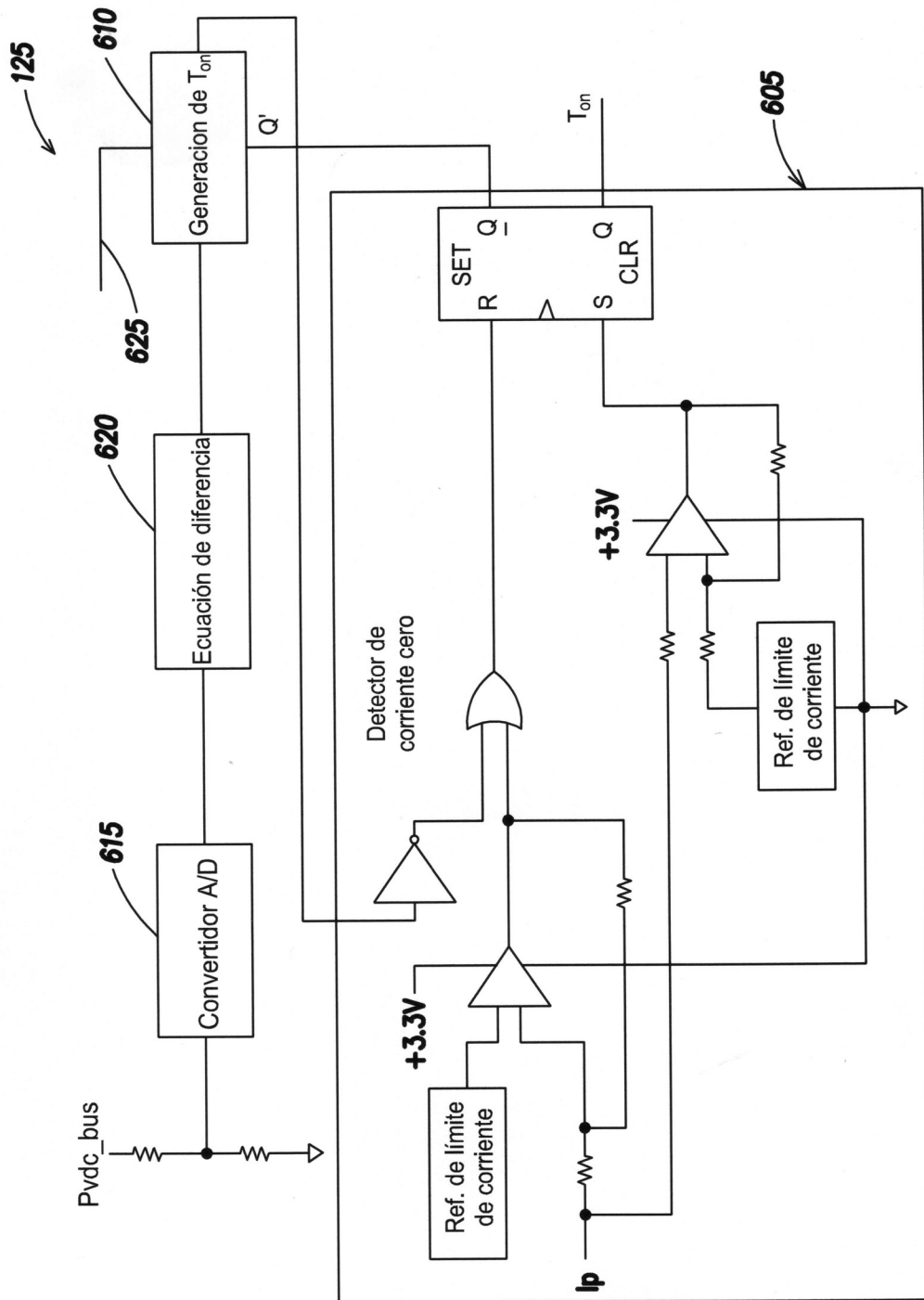


FIG. 6

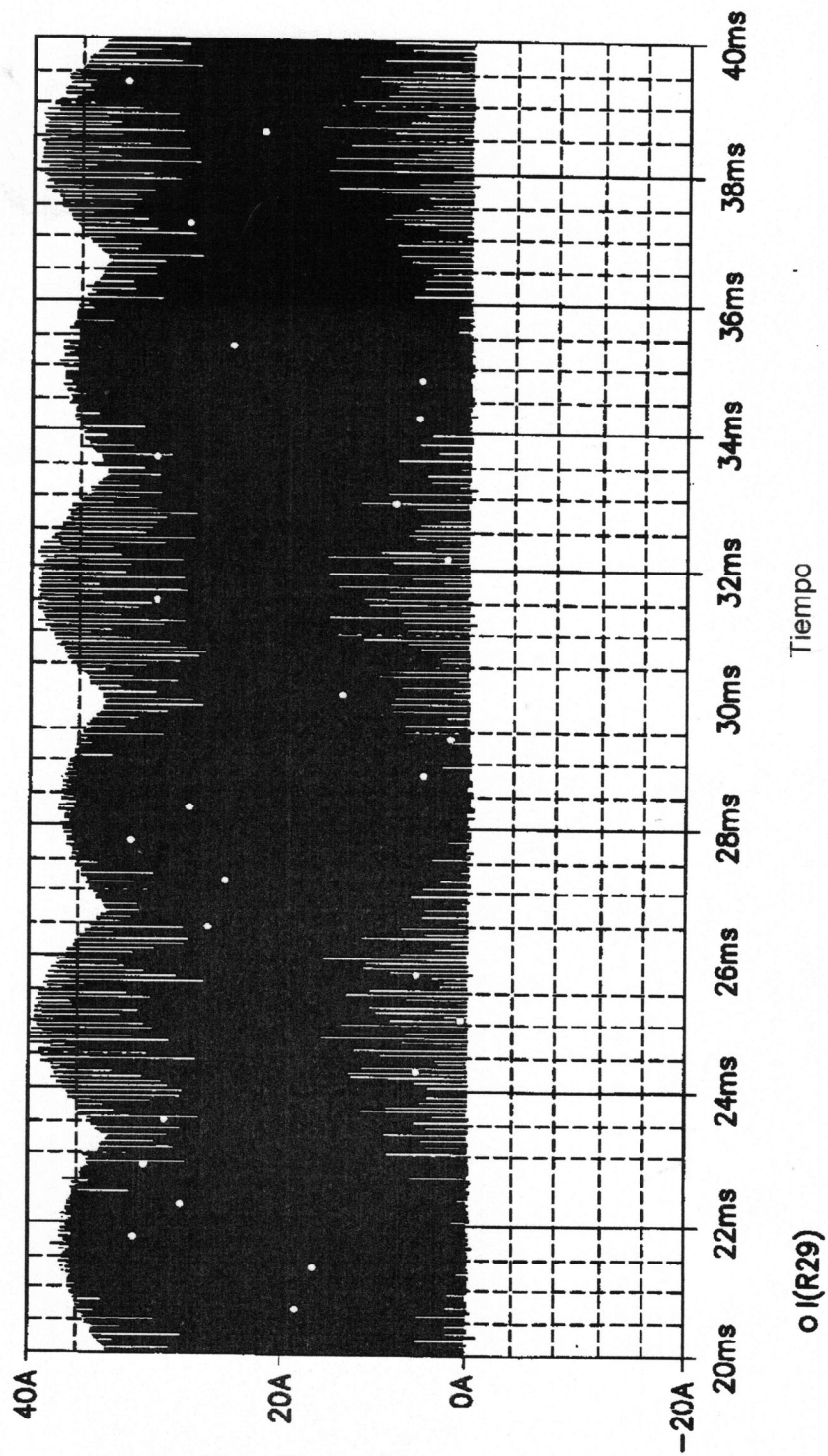


FIG. 7

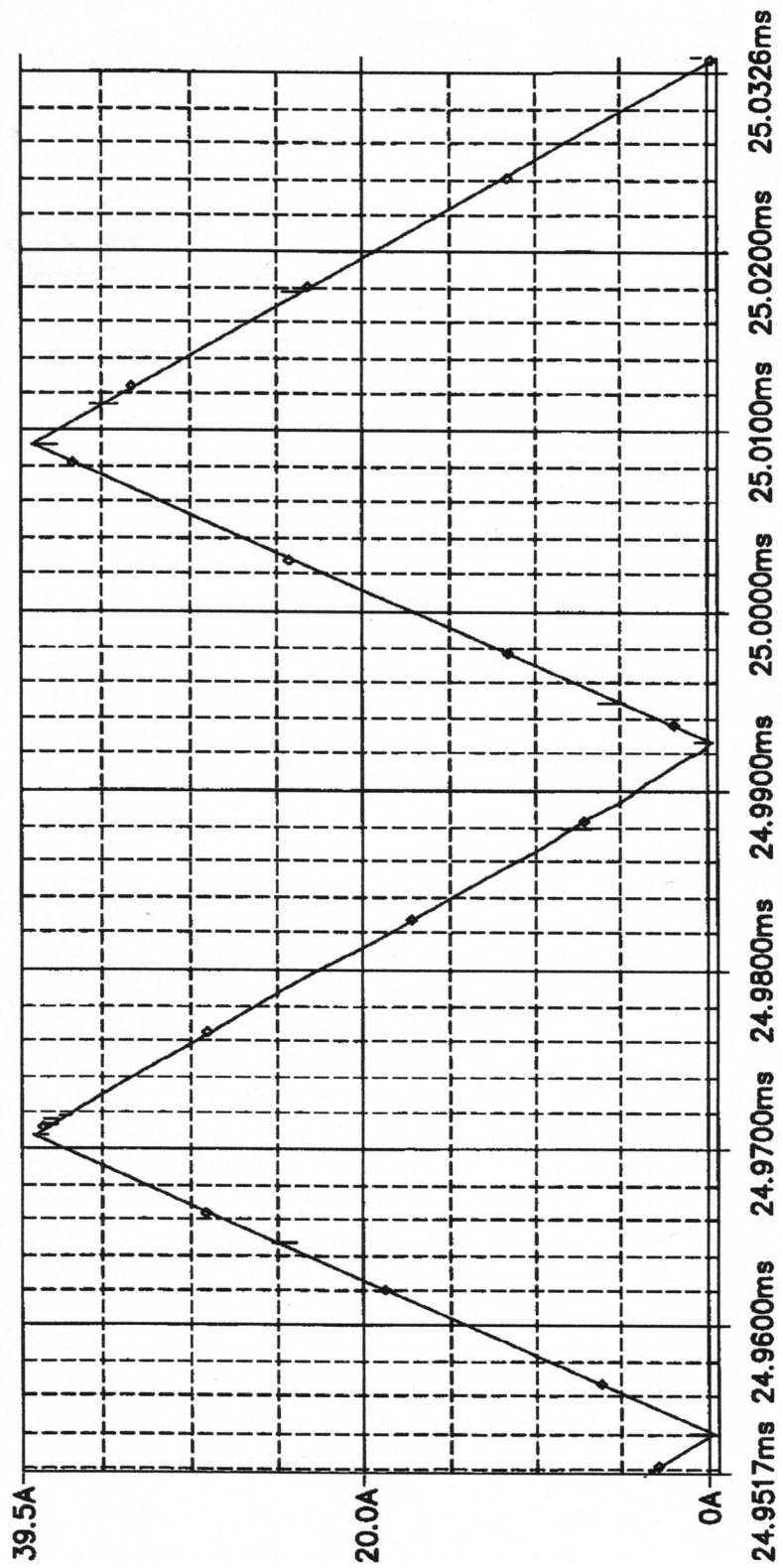


FIG. 8

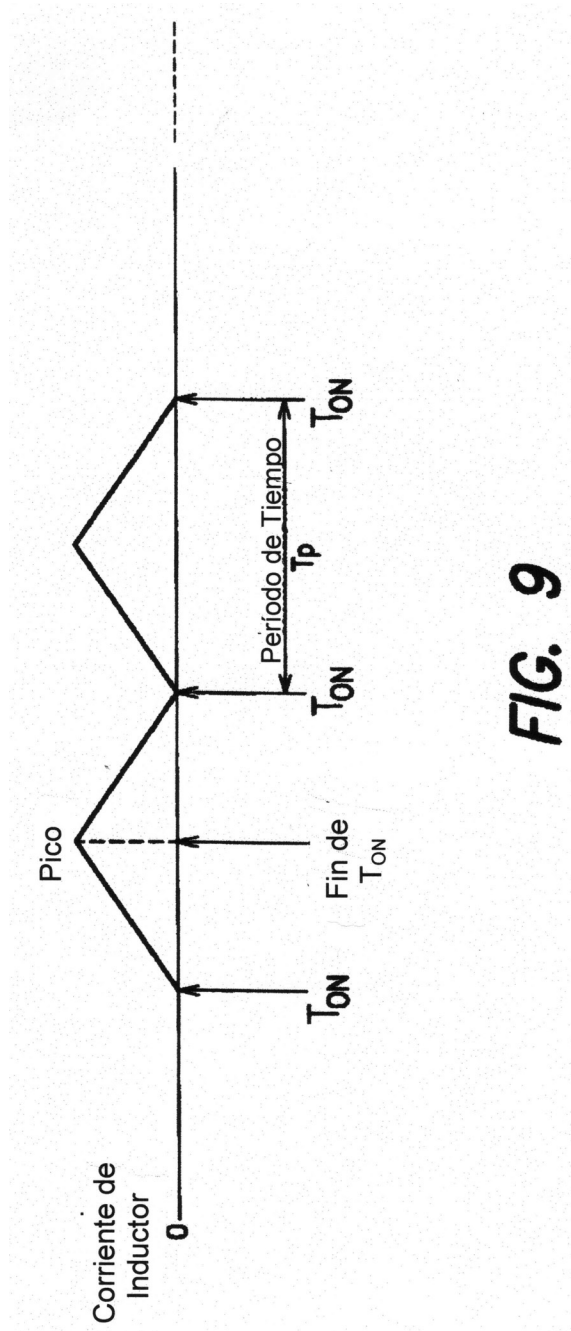


FIG. 9

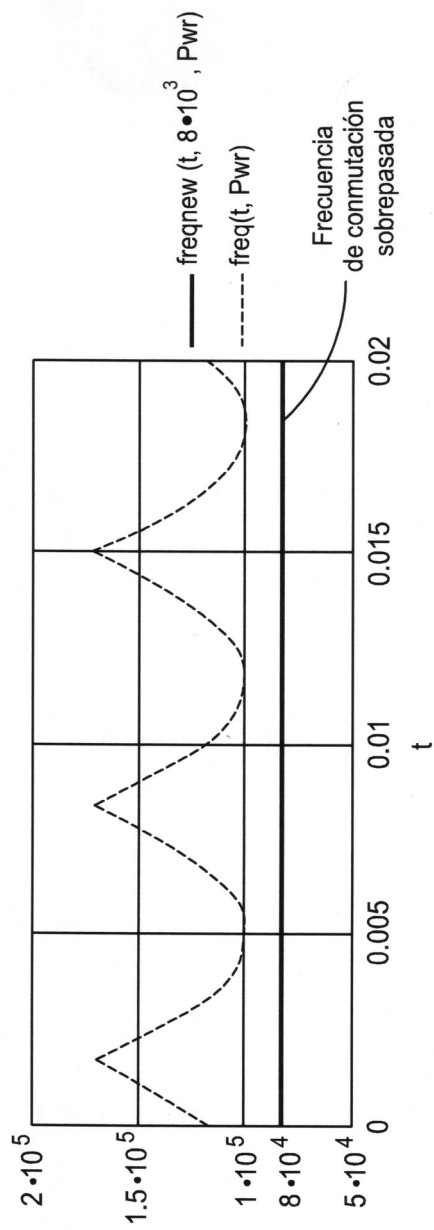


FIG. 10

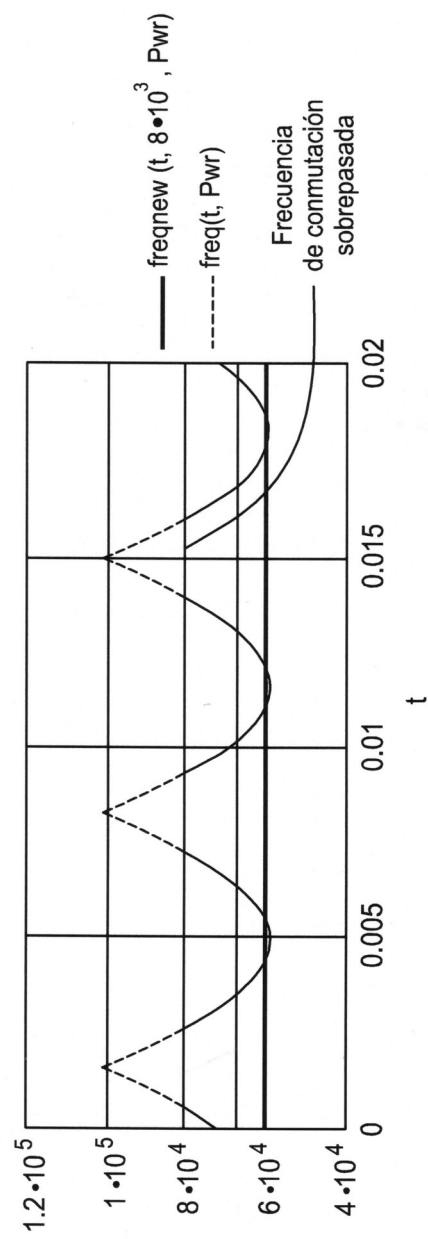


FIG. 11

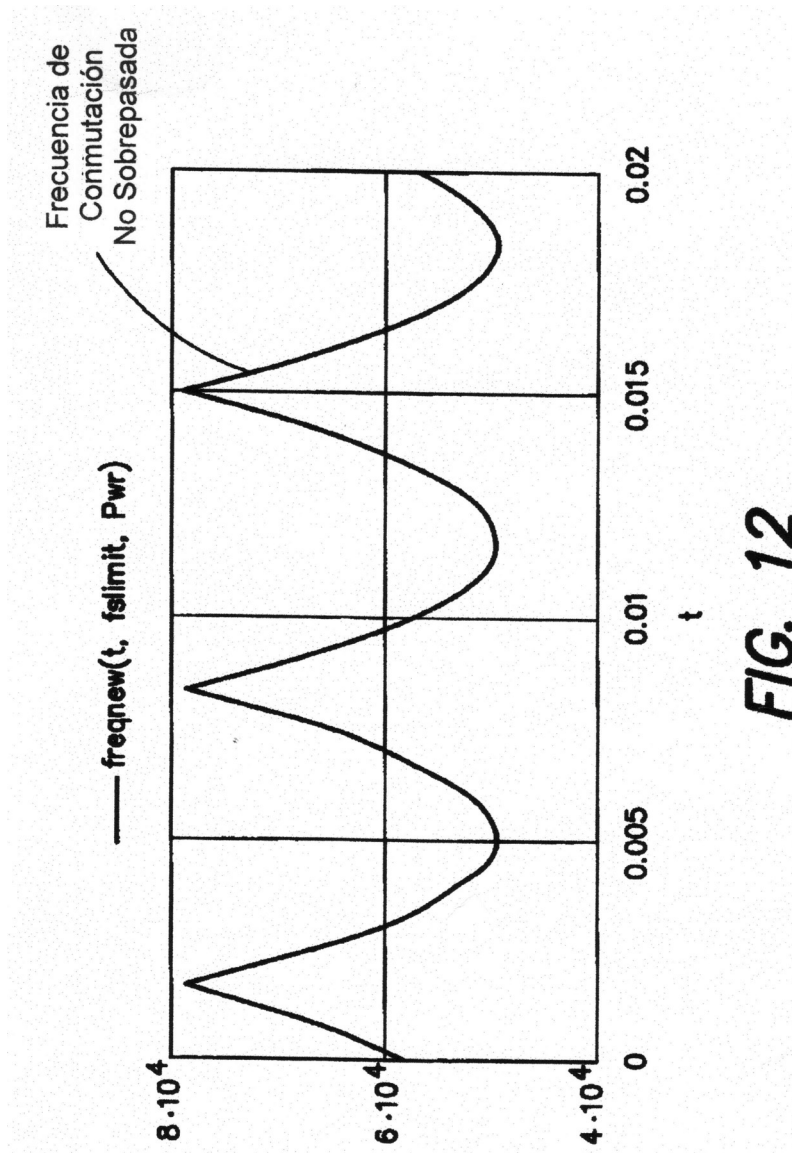


FIG. 12

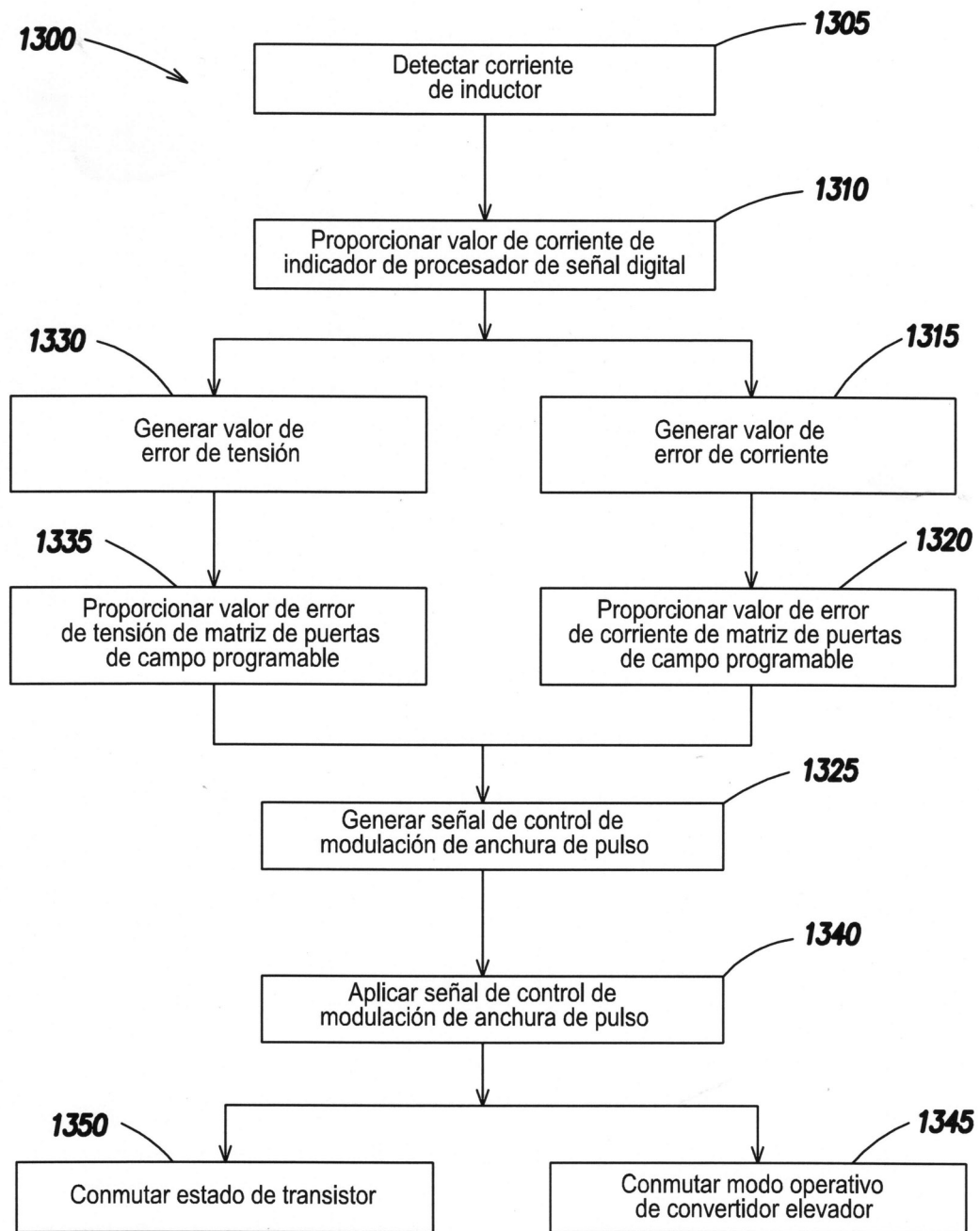


FIG. 13