

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 745 999**

51 Int. Cl.:

H03K 17/08 (2006.01)

H02M 1/32 (2007.01)

H03K 17/082 (2006.01)

H03K 17/16 (2006.01)

H03K 17/567 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **04.04.2014 PCT/CA2014/000325**

87 Fecha y número de publicación internacional: **09.10.2014 WO14161080**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **04.04.2014 E 14779957 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.06.2019 EP 2982038**

54 Título: **Célula de conmutación y circuito de compensación para la misma**

30 Prioridad:

04.04.2013 US 201361808254 P

14.11.2013 US 201361904038 P

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

04.03.2020

73 Titular/es:

**TM4 INC. (100.0%)
135, J.-Armand Bombardier Bureau 25
Boucherville, Quebec J4B 8P1, CA**

72 Inventor/es:

**CYR, JEAN-MARC;
EL YACOUBI, MAALAININE;
FLEURY, PASCAL y
AMAR, MOHAMMED**

74 Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 745 999 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

Célula de conmutación y circuito de compensación para la misma

5 **Campo técnico**

La presente invención se refiere al campo de la electrónica de potencia. Más específicamente, la presente descripción se refiere a una célula de conmutación configurada para limitar la sobretensión de conmutación al encender y apagar el conmutador electrónico de potencia y para controlar la corriente de recuperación en un diodo de rueda libre de la célula de conmutación al encender el conmutador electrónico de potencia. La presente descripción se refiere además a un circuito de compensación para uso en una célula de conmutación y a un convertidor de potencia que incluye la célula de conmutación con el circuito de compensación.

15 **Antecedentes**

Las células de conmutación se usan comúnmente en sistemas electrónicos que requieren la conversión de una fuente de tensión, incluidos los convertidores CC-CC y los convertidores CC-CA, que a menudo se llaman inversores. Con el espacio limitado permitido para circuitos convertidores de potencia, como los utilizados, por ejemplo, en aplicaciones automotrices híbridas eléctricas y / o eléctricas, y dado el alto coste de los semiconductores, la demanda de integración de estas células de conmutación aumenta.

Una forma conocida de reducir el espacio ocupado por los semiconductores en los circuitos convertidores de potencia es aumentar su eficiencia para permitir que se reduzca el tamaño de la superficie de enfriamiento.

25 Las pérdidas en los conmutadores electrónicos de potencia presentes en los circuitos convertidores de potencia convencionales son causadas principalmente por dos fuentes; pérdidas de conducción y pérdidas de conmutación. Una forma de reducir las pérdidas de conmutación es generalmente acelerando el encendido y apagado de los conmutadores electrónicos de potencia. Sin embargo, el apagado rápido de los conmutadores electrónicos de potencia genera sobretensión en inductancias parásitas de su bucle de alta frecuencia. Por lo tanto, a menudo se requiere 30 ralentizar el apagado de los conmutadores electrónicos de potencia para protegerlos contra sobretensiones. Esto puede afectar seriamente la eficiencia general de los circuitos convertidores de potencia convencionales.

La figura 1 es un diagrama de circuito idealizado de una célula de conmutación convencional, como las que se usan en los circuitos convertidores de potencia convencionales. Una célula de conmutación 10 convierte un V_{bus} de tensión DC desde una fuente de tensión 12 (o de un condensador) en una fuente de corriente I_{salida} (o en una inductancia) que normalmente genera una tensión V_{salida} apropiada para una carga 14, que puede ser una carga resistiva, un motor eléctrico y similares. La célula de conmutación 10 comprende un diodo de rueda libre 16 y un conmutador electrónico de potencia controlado 18, por ejemplo, un transistor bipolar de puerta aislada (IGBT). Se usa un condensador 20 ($C_{entrada}$) para limitar las variaciones del V_{bus} de tensión de la fuente de tensión 12 y se usa una inductancia 32 para limitar las variaciones de la corriente de salida I_{salida} . Un controlador de puerta (no mostrado en la figura 1 pero mostrado en las figuras posteriores) controla el encendido y apagado del conmutador electrónico de potencia 18. La figura 1 ilustra una configuración de la célula de conmutación 10, de la carga 14, y de la fuente de tensión 12, en la cual la energía fluye desde la fuente de tensión 12 a la carga 14, es decir, de izquierda a derecha en el dibujo. La célula de conmutación 10 también se puede usar en una configuración inversa en la que la energía fluye en la dirección opuesta.

45 Cuando se enciende, el conmutador electrónico de potencia 18 permite que la corriente pase a través de él, desde su colector 22 hasta su emisor 24. El conmutador electrónico de potencia 18 puede aproximarse como un circuito cerrado. Cuando está apagado, el conmutador electrónico de potencia 18 no permite que la corriente pase a través de él y se convierte en un circuito abierto.

50 El controlador de puerta aplica una tensión de control variable entre la puerta 26 y el emisor 24 del conmutador electrónico de potencia 18. Para algunos tipos de conmutadores electrónicos de potencia, como los transistores bipolares, el controlador de puerta puede actuar como una fuente de corriente en lugar de una fuente de tensión. Generalmente, cuando la tensión aplicada entre la puerta 26 y el emisor 24 es "alta", el conmutador electrónico de potencia 18 permite el paso de corriente desde el colector 22 al emisor 24. Cuando la tensión aplicada entre la puerta 26 y el emisor 24 es "baja", el conmutador electrónico de potencia 18 bloquea el paso de corriente a través del mismo. En más detalles, una diferencia de tensión entre la puerta 26 y el emisor 24, denotada V_{ge} , es controlada por el conductor de la puerta. Cuando V_{ge} es mayor que un umbral $V_{ge(th)}$ para el conmutador electrónico de potencia 18, el conmutador 18 se enciende y una tensión V_{ce} entre el colector 22 y el emisor 24 se acerca a cero. Cuando V_{ge} es menor que $V_{ge(th)}$, el conmutador electrónico de potencia 18 se apaga y V_{ce} eventualmente llega al V_{bus} .

65 Cuando se enciende el conmutador electrónico de potencia 18, una corriente I_{salida} fluye desde la fuente de tensión 12 (y transitoriamente desde el condensador 20) a través de la carga 14 y a través del colector 22 y el emisor 24. Cuando el conmutador electrónico de potencia 18 está apagado, la corriente I_{salida} circula desde la carga 14 y pasa al diodo de rueda libre 16. Por lo tanto, se puede observar que el conmutador electrónico de potencia 18 y el diodo de rueda libre 16 funcionan en tándem. Encender y apagar el conmutador electrónico de potencia 18 a alta frecuencia permite a la

I_{salida} corriente, en la inductancia de salida L_{salida} 32, permanecer bastante constante.

5 Debe observarse que, en el caso de otros tipos de conmutadores electrónicos de potencia, por ejemplo transistores bipolares, el término "puerta" puede reemplazarse por "base", la base está controlada por una corriente en oposición a la puerta que está controlada por una tensión. Estas distinciones no cambian los principios generales de operación de la célula de conmutación 10.

10 La figura 2 es otro diagrama de circuito de la célula de conmutación convencional de la figura 1, mostrando inductancias parasitarias. En contraste con el modelo idealizado de la figura 1, las conexiones entre los componentes de una célula de conmutación real definen inductancias parásitas (de fuga). Aunque las inductancias parásitas se distribuyen en varios lugares dentro de la célula de conmutación 10, un modelo adecuado presentado en la figura 2 muestra dos (2) inductancias distintas que representan la inductancia parasitaria general, incluyendo una inductancia de emisor 30 del conmutador electrónico de potencia 18 y una inductancia 34 representativa de todas las demás inductancias parásitas (distintas de la inductancia de emisor 30) alrededor de un bucle de alta frecuencia 36 formado por el diodo de rueda libre 16, el conmutador electrónico de potencia 18 y el condensador 20. El bucle de alta frecuencia 36 es un camino donde la corriente cambia significativamente al cambiar el conmutador electrónico de potencia 18. Cabe señalar que una inductancia de salida L_{salida} 32 no es parte del bucle de alta frecuencia porque su corriente permanece bastante constante durante el período de conmutación.

20 La figura 3 es un diagrama de circuito de una célula de conmutación convencional que muestra además un controlador de puerta 40. Algunos elementos de la célula de conmutación 10 no se muestran en la figura 3, con el fin de simplemente la ilustración. La figura 3 muestra además un controlador de puerta 40 que tiene una tensión de suministro positivo 42 y una tensión de suministro negativo 44, una salida 46 del controlador de puerta 40 está conectada a la puerta 26 del conmutador electrónico de potencia 18 a través de una resistencia de puerta R_g . La tensión de alimentación positiva 42 del controlador de puerta 40 tiene un valor denotado $+V_{cc}$, por ejemplo, +15 voltios por encima de una referencia a tierra (que se muestra en una figura posterior) mientras que la tensión de alimentación negativo 44 tiene un valor denotado $-V_{dd}$, por ejemplo -5 voltios debajo de la referencia de tierra. Una entrada 50 del controlador de puerta 40 está conectada a un controlador (no mostrado) de la célula de conmutación 10, como es bien conocido en la técnica. Una tensión en la salida 46 del controlador de puerta 40 sube a $+V_{cc}$ y baja a $-V_{dd}$ para controlar la tensión en la puerta 26. La resistencia de entrada de la puerta 26 al emisor puede ser muy alta, especialmente en el caso de un IGBT. Sin embargo, una capacitancia parásita C_{ge} (mostrada en una figura posterior), presente entre la puerta 26 y el emisor 24, hace que fluya algo de corriente desde la salida 46 cuando el controlador de puerta 40 alterna entre $+V_{cc}$ y $-V_{dd}$. El valor R_g de la resistencia de compuerta se selecciona en función de la capacitancia parásita C_{ge} y de una velocidad de conmutación deseada del conmutador electrónico de potencia 18, de modo que la tensión en la compuerta 26 cambie a la velocidad apropiada para la velocidad de conmutación deseada.

40 En la figura 3, una corriente I_{igbt} fluye a través del conmutador electrónico de potencia 18 y a través del emisor inductancia parásita 30 es esencialmente igual a I_{salida} cuando el conmutador electrónico de potencia 18 está cerrado, y rápidamente se reduce a cero (sustancialmente) cuando el conmutador electrónico de potencia 18 se apaga.

45 Cuando el conmutador electrónico de encendido 18 se enciende o apaga, la corriente I_{igbt} que fluye a través del mismo aumenta o disminuye a un ritmo acelerado. Estas variaciones de I_{igbt} , denotado di/dt , generar tensión a través de inductancias 30 y 34, según la conocida ecuación (1):

$$45 \quad V_L = L \cdot \frac{di}{dt} (1)$$

en la que V_L es una tensión inducida a través de una inductancia y L es un valor de inductancia.

50 Se genera una tensión V_{Ls} a través de la inductancia parásita 34 y una tensión V_{Le} se genera a través de la inductancia parásita 30 del emisor. En las figuras 2 y 3, las polaridades mostradas a través de la inductancia de bucle de alta frecuencia 34, incluyendo la inductancia 30 del emisor que refleja las tensiones obtenidas al apagar el conmutador electrónico de potencia 18, cuando la corriente I_{igbt} disminuye muy rápidamente, di/dt tomando así un valor negativo. Al encender el conmutador electrónico de potencia 18, tensiones a través de la inductancia de bucle de alta frecuencia 34, incluyendo la inductancia del emisor 30 están en la dirección opuesta.

55 Estas tensiones V_{Ls} y V_{Le} están en serie con el V_{bus} de la fuente de tensión 12. Cuando el conmutador electrónico de potencia 18 se apaga, el colector 22 al emisor 24 aumenta la tensión hasta que el diodo de rueda libre 16 se enciende. En ese tiempo, adición de V_{bus} , V_{Ls} y V_{Le} dan como resultado una sobretensión importante aplicada entre el colector 22 y el emisor 24 del conmutador electrónico de potencia 18. Aunque los conmutadores electrónicos de potencia están clasificados para funcionar a cierto nivel de tensión, La sobretensión extrema puede reducir la vida útil de cualquier conmutador electrónico de potencia para provocar su fallo prematuro o incluso romper el dispositivo.

65 La figura 4 es un diagrama de circuito de un tramo IGBT convencional formado por dos células de conmutación convencionales. Dos células de conmutación 10 introducidas en la descripción anterior de las figuras 1-3, en las que los IGBT se utilizan como conmutadores electrónicos de potencia 18 en el ejemplo de la figura 4, están conectados

en un solo bucle para formar un tramo IGBT 70. Un primer conmutador electrónico de potencia (IGBT inferior Q_1) funciona en tándem con un primer diodo de rueda libre (diodo de rueda libre superior D_2) y un segundo conmutador electrónico de potencia (IGBT superior Q_2) funciona en tándem con otro diodo de rueda libre (diodo de rueda libre inferior D_1). Cada IGBT tiene su propio controlador de puerta 40. Una fuente de tensión (no mostrada) proporciona un V_{bus} de tensión en paralelo a una capacitancia de entrada 20 ($C_{entrada}$) conectada al tramo IGBT 70 a través de una inductancia parásita L_c . Las inductancias inherentemente proporcionadas en cables, conexiones, condensadores de desacoplamiento y trazas de la placa de circuito de un convertidor de potencia se han representado en la figura 4. Un convertidor de potencia trifásico utilizado para alimentar un motor eléctrico trifásico (no mostrado) desde una batería (que tampoco se muestra), comprendería tres (3) tramos IGBT 70 como se muestra en la figura 4. Dado que dichos convertidores de potencia se consideran bien conocidos, no se describen en más detalles en este documento.

Como se puede ver en la figura 4, una referencia de cada controlador de puerta está conectada al emisor de los IGBT Q_1 y Q_2 , normalmente conocido como pines lógicos de los IGBT Q_1 y Q_2 . Para fines de concisión, una descripción de la figura 4 se centra en su porción inferior, incluido el IGBT Q_1 inferior.

El efecto de sobretensión en un conmutador electrónico de potencia 18, discutido en la descripción anterior de las figuras 2 y 3, también se aplica a los IGBT Q_1 y Q_2 . Cuando el IGBT Q_1 inferior está apagado, la corriente transita desde el IGBT Q_1 inferior al diodo de rueda libre superior D_2 , durante un período de sobretensión. Un IGBT seleccionado correctamente puede soportar la sobretensión creada por una variación de corriente (dI/dt) a través de varias inductancias parásitas (L_c , $L_{+V_{bus}}$, L_{c-alto} , L_{e-alto} , L_{c-bajo} , L_{e-bajo} y $L_{-V_{bus}}$) presentes en el tramo 70 de IGBT. De hecho, dado que las inductancias resisten el cambio de corriente en el mismo, las tensiones aditivas se desarrollan en el tramo IGBT 70 como se ilustra por las polaridades de las inductancias parásitas que se muestran en la figura 4. Estas tensiones, agregadas al V_{bus} de tensión de la fuente, a menudo resultan en una tensión que excede la tensión máxima del colector a la tensión del emisor V_{ce} del IGBT Q_1 inferior. El IGBT Q_2 superior está sujeto al mismo problema.

La figura 5 es un diagrama que muestra las formas de onda de corriente y tensión al apagar los IGBT de la figura 4. La tensión del colector al emisor V_{ce} , la puerta a la tensión del emisor V_{ge} y una corriente / flujo desde el colector al emisor del IGBT Q_1 se muestran en el apagado. Se puede observar que hay una sobretensión importante (pico) de V_{ce} , por encima de la tensión de la fuente V_{bus} , en el momento del apagado.

Existen soluciones que tienden a limitar la sobretensión en los conmutadores electrónicos de potencia al disminuir la pendiente de la tensión del emisor de la puerta. Sin embargo, la limitación excesiva de la sobretensión puede implicar tiempos de conmutación más largos de la corriente, reduciendo el rendimiento de la célula de conmutación.

También, cuando se enciende el conmutador electrónico de potencia 18, la corriente comienza a fluir entre el colector 22 y el emisor 24. La corriente que fluye a través del diodo de rueda libre 16 disminuye simultáneamente hasta que toda la corriente I_{salida} fluye a través del conmutador electrónico de potencia 18. Una corriente adicional, llamada una corriente de recuperación, circula en el conmutador electrónico de potencia 18 de manera que circula algo de corriente en la dirección inversa del diodo de rueda libre 16 hasta que se eliminan todas las cargas depositadas en su unión. El diodo de rueda libre 16 se apaga, permitiendo que la tensión se acumule mientras la tensión entre el colector 22 y el emisor 24 del conmutador electrónico de potencia 18 se reduce sustancialmente a cero. Cuando el diodo de rueda libre 16 se bloquea, la corriente de flujo inverso provoca un aumento brusco de tensión que a su vez provoca oscilaciones entre una capacitancia parásita (no se muestra explícitamente) del diodo de rueda libre 16 y las inductancias 30 y 34 del bucle de alta frecuencia 36.

Por lo tanto, es importante controlar el dI/dt al encender el conmutador electrónico de potencia 18 ya que una caída de tensión excesivamente brusca podría inyectar corriente en la puerta de un conmutador electrónico de potencia opuesto (no se muestra), haciendo que el conmutador electrónico de potencia opuesto se vuelva conductor mientras el conmutador electrónico de potencia 18 sigue siendo conductor. El dI/dt también genera interferencias electromagnéticas (EMI) importantes e indeseables.

Por lo tanto, existe la necesidad de métodos y circuitos capaces de reducir la sobretensión que se produce al encender las células de conmutación y controlar el dI/dt al encender el conmutador electrónico de potencia sin demoras de conmutación innecesarias.

El artículo publicado en la INTERNATIONAL CONFERENCE and EXHIBITION AUTOMOTIVE POWER ELECTRONICS, vol. 812, 7 de abril de 2011, titulado "Limiting the overshoot on IGBT during turn-off using stray inductance" se considera un documento relevante de la técnica anterior y discute el uso de la inductancia parásita del módulo IGBT para controlar el sobreimpulso durante el apagado del IGBT sin afectar negativamente la eficiencia debido a las pérdidas de conmutación.

Sumario

De acuerdo con la presente divulgación, se proporciona una célula de conmutación configurada para limitar la sobretensión de conmutación y para limitar la corriente de recuperación. La célula de conmutación comprende un conmutador electrónico de potencia que tiene una inductancia de emisor parásito a través de la cual se genera una

tensión al encender y apagar el conmutador electrónico de potencia. La célula de conmutación también comprende un circuito de compensación conectado a la inductancia del emisor parásito. El circuito de compensación aplica una muestra de la tensión generada a través de la inductancia del emisor parásito al encender y apagar el conmutador electrónico de potencia para controlar la tensión generada a través de la inductancia del emisor parásito.

5 De acuerdo con la presente divulgación, también se proporciona un convertidor de potencia, que comprende dos de las células de conmutación configuradas para limitar la sobretensión de conmutación y para limitar la corriente de recuperación. Las dos células de conmutación forman un bucle y están conectadas en una unión de un colector de un primer conmutador electrónico de potencia de una primera célula de conmutación y de un emisor de un segundo conmutador electrónico de potencia de una segunda célula de conmutación.

15 La presente descripción se refiere además a un circuito de compensación para limitar la sobretensión de conmutación en un conmutador electrónico de potencia de una célula de conmutación, la célula de conmutación incluye un bucle de alta frecuencia que tiene una inductancia parásita a través de la cual se genera una tensión al apagar el conmutador electrónico de potencia, la inductancia parásita de bucle de alta frecuencia que incluye una inductancia de emisor parásito del conmutador electrónico de potencia. El circuito de compensación comprende un divisor de tensión configurado para proporcionar una ganancia de una tensión generada en la inductancia del emisor parásito en el encendido y en el apagado del conmutador electrónico de potencia. El circuito de compensación también comprende una conexión desde el divisor de tensión para proporcionar una tensión de retroalimentación al controlador de la puerta del conmutador electrónico de potencia de acuerdo con la ganancia para reducir la tensión generada en la inductancia parásita del bucle de alta frecuencia.

25 Las anteriores y otras características resultarán más aparentes tras la lectura de la siguiente descripción no restrictiva de las realizaciones de la misma, que se da a modo de ejemplo solo con referencia a los dibujos adjuntos.

Breve descripción de los dibujos

Realizaciones de la invención se describen a modo de ejemplo solo a modo de ejemplo con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

- 30 La figura 1 es un diagrama de circuito idealizado de una célula de conmutación convencional, como las utilizadas en los circuitos convertidores de potencia convencionales;
- La figura 2 es otro diagrama de circuito de la célula de conmutación convencional de la figura 1, mostrando inductancias parasitarias;
- 35 La figura 3 es un diagrama de circuito de una célula de conmutación convencional que muestra además un controlador de puerta;
- La figura 4 es un diagrama de circuito de un tramo IGBT convencional formado por dos células de conmutación convencionales;
- 40 La figura 5 es un diagrama que muestra las formas de onda de corriente y tensión al apagar los IGBT de la figura 4;
- La figura 6 es un diagrama de circuito de un tramo IGBT que tiene divisores resistivos conectados a través de inductancias de emisor parásito, de acuerdo con un ejemplo de la técnica anterior;
- 45 La figura 7 es un diagrama que muestra las formas de onda de corriente y tensión al apagar los IGBT de la figura 6 con una tensión de bus de 500 voltios;
- La figura 8 es un diagrama que muestra las formas de onda de corriente y tensión al apagar los IGBT de la figura 6, el divisor resistivo se ajusta para una tensión de bus máximo de 300 voltios en condiciones de cortocircuito;
- La figura 9 es un diagrama de circuito de un tramo IGBT que utiliza un transformador para aumentar la inductancia aparente del emisor, de acuerdo con otro ejemplo de la técnica anterior;
- 50 La figura 10 es una variante del diagrama de circuito de la figura 9 que utiliza un transformador y un dispositivo resistivo, según otro ejemplo de la técnica anterior;
- la figura 11 es un diseño esquemático para un tramo IGBT que tiene un conector para ajustar una inductancia del emisor superior de acuerdo con una primera variante;
- la figura 12 es un diseño esquemático para un tramo IGBT que tiene un conector para ajustar una inductancia del emisor superior de acuerdo con una segunda variante;
- 55 La figura 13 es una representación esquemática de capacitancias IGBT que incluye una capacitancia Miller;
- La figura 14 es una ilustración de un circuito equivalente de un IGBT típico;
- La figura 15 es un gráfico que muestra las formas de onda de la corriente a través de un IGBT y una tensión de colector a emisor del IGBT;
- 60 La figura 16 es un diagrama de una célula de conmutación que tiene un circuito para limitar la sobretensión al apagar el conmutador electrónico de potencia y la corriente de recuperación al encender el conmutador electrónico de potencia, cuando el diodo de rueda libre se apaga, de acuerdo con una realización a modo de ejemplo;
- La figura 17 es un pequeño modelo de bucle de control de señal de la célula de conmutación de la figura 16 al apagar el conmutador electrónico de potencia;
- 65 La figura 18 es un pequeño modelo de bucle de control de señal de la célula de conmutación de la figura 16 al encender el conmutador electrónico de potencia;
- La figura 19 es un diagrama de circuito parcial de un tramo IGBT que incorpora el circuito para limitar la

sobretensión de apagado y la corriente de recuperación de encendido de la figura 16;

La figura 20 es un gráfico que ilustra la corriente de recuperación de un diodo de rueda libre sin el circuito para limitar la sobretensión de apagado y la corriente de recuperación de encendido, con un di/dt muy alto;

La figura 21 es un gráfico que ilustra la corriente de recuperación del diodo de rueda libre de la figura 19;

5 La figura 22 es un gráfico que ilustra una comparación de las corrientes de salida en función de las tensiones de bus que se pueden proporcionar con y sin el circuito para limitar la sobretensión de apagado y la corriente de recuperación de encendido; y

La figura 23 es un gráfico que ilustra la corriente de salida en función de la frecuencia de conmutación que utiliza el circuito para limitar la sobretensión de apagado y la corriente de recuperación de encendido.

10

Descripción detallada

Los números iguales representan características similares en los diversos dibujos.

15 Varios aspectos de la presente descripción generalmente abordan uno o más de los problemas de sobretensión y corriente de recuperación presente en las células de conmutación en el momento de la conmutación.

20 Circuitos operables para limitar la sobretensión en las células de conmutación, especialmente al apagar los IGBT, se describen en la publicación de patente internacional n.º WO 2013/082705 A1, en la solicitud de patente internacional n.º PCT / CA2013 / 000805, en las aplicaciones provisionales de EE. UU. n.º 61/808, 254 y n.º 61/904, 038, y en "Reducing switching losses and increasing IGBT drive efficiency with Reflex™ gate driver technology", disponible en <http://www.advbe.com/docs/DeciElec2013-JeanMarcCyr-TM4.pdf>, todos los cuales son de Jean-Marc Cyr *et al.*

25 La tecnología actual proporciona control de sobretensión y pérdidas de conmutación al encender y encender, así como una reducción de la corriente de recuperación al encender un conmutador electrónico de potencia de una célula de conmutación. Los circuitos y métodos presentados aquí son generalmente compatibles con soluciones para limitar la sobretensión al apagar los conmutadores electrónicos de potencia.

30 En una célula de conmutación, di/dt al apagar un conmutador electrónico de potencia genera una tensión a través de inductancias parásitas de un bucle de alta frecuencia de la célula de conmutación. Esta tensión se aplica a través del conmutador electrónico de potencia además de la tensión del bus que proporciona energía a la célula de conmutación. La presente descripción introduce una solución basada en la inyección de una muestra de la sobretensión presente a través del conmutador electrónico de potencia a un controlador de puerta del conmutador electrónico de potencia. Esta inyección ralentiza una variación de la tensión de la puerta. Esto, a su vez, disminuye una sobretensión en el conmutador electrónico de potencia. El efecto puede limitarse a que solo ocurra durante un período en que la sobretensión esté por encima de un valor predeterminado. Al controlar con precisión el di/dt , la sobretensión del conmutador electrónico de potencia se puede controlar mientras un diodo de rueda libre opuesto que funciona en conjunto con el conmutador electrónico de potencia se apaga. Esta técnica permite que el conmutador electrónico de potencia se encienda rápidamente mientras previene daños debido a sobretensión.

40

Las técnicas descritas en el presente documento se describirán principalmente en relación con el uso de transistores bipolares de puerta aislada (IGBT). Las menciones de los IGBT en la siguiente descripción se hacen con fines ilustrativos y no pretenden limitar la presente divulgación. Las mismas técnicas pueden aplicarse igualmente a las células de conmutación construidas utilizando transistores de efecto de campo de semiconductores de óxido de metal (MOSFET), transistores bipolares y como conmutadores electrónicos de potencia.

45

En general, cambiando la referencia del controlador de puerta del emisor (pin lógico) de la figura 4 al bus de tierra (para el IGBT Q_1 inferior) y al colector del IGBT inferior (para el IGBT Q_2 superior), Es posible disminuir esta sobretensión de V_{ce} durante el apagado.

50

Dicho de otra forma, una técnica para conectar la referencia del controlador de puerta a una ficha de alimentación del IGBT, la pestaña de alimentación está conectada a una fuente de alimentación, en lugar de al pin lógico se ha desarrollado. Se inyecta una tensión a través de la inductancia del emisor en el controlador de compuerta para crear una tensión negativa en el emisor del IGBT para disminuir la pendiente negativa de V_{ge} , tal y como se comentará más adelante. El resultado es una acción directa sobre la tensión de la puerta sin ningún retraso y limitaciones de di/dt .

55

Debido a que no hay una inductancia óptima del emisor entre las conexiones lógicas y de alimentación del emisor en un módulo IGBT comercial, la presente descripción introduce una técnica desarrollada para optimizar la muestra de la sobretensión inyectada en el circuito de accionamiento de la puerta utilizando un divisor resistivo. La figura 6 es un diagrama de circuito de un tramo IGBT que tiene divisores resistivos conectados a través de inductancias de emisor parásito, según un ejemplo de la técnica anterior. Generalmente, la figura 6 muestra un tramo IGBT 90 que incluye circuitos de compensación conectados a controladores de compuerta 40 en una configuración que reduce la sobretensión en los IGBT. La figura 6 presenta un circuito de compensación que optimiza la sobretensión en el IGBT utilizando un divisor resistivo.

60

65 Discutiendo la porción inferior del tramo IGBT 90 de la figura 6, el IGBT inferior Q_1 incluye una inductancia de colector

parásito L_{c-bajo} , una inductancia del emisor parásito L_{e-bajo} . La puerta del IGBT inferior Q_1 se conecta a su controlador de puerta 40 a través de una resistencia R_1 . Una referencia 52 del controlador de puerta 40 está conectada a un circuito de compensación que tiene un circuito divisor resistivo que incluye dos resistencias R_2 y R_3 y un diodo D_3 que permite que el encendido no se vea afectado al acortar la resistencia R_2 cuando una tensión en el emisor del IGBT inferior Q_1 es mayor que la referencia 52.

En el circuito de la figura 6, valores de las resistencias R_2 y R_3 se seleccionan de acuerdo con un nivel de sobretensión aceptable permitido en todos los IGBT inferior Q_1 . La figura 7 es un diagrama que muestra formas de onda de corriente y tensión al apagar los IGBT de la figura 6 con una tensión de bus de 500 voltios. La figura 8 es un diagrama que muestra las formas de onda de corriente y tensión al apagar los IGBT de la figura 6, el divisor resistivo se ajusta para una tensión de bus máximo de 300 voltios en condiciones de cortocircuito. Una proporción de R_2 más de R_3 se incrementa para reducir la sobretensión. Se establece el valor de estas dos resistencias R_2 y R_3 en paralelo, en serie con una resistencia de controlador de puerta R_1 . Un valor de la resistencia del controlador de puerta R_1 se ajusta de manera convencional de acuerdo con un comportamiento de conmutación adecuado.

Al configurar correctamente los valores de las resistencias de los circuitos de compensación, Es posible reducir el efecto de la inductancia del emisor para obtener la sobretensión máxima permitida y, por lo tanto, mejorar la eficiencia.

Dicho de otra forma, la práctica normal que consiste en usar una resistencia R_1 en la conexión a tierra del controlador de puerta para limitar la corriente en los diodos que protegen al controlador de puerta del IGBT inferior de una tensión negativa cuando el IGBT superior se apaga ha sido modificado al dividir el resistencia en dos resistencias, incluyendo R_1 en serie con R_2 y R_3 conectados en paralelo, y adaptando su relación para limitar el efecto de la inductancia del emisor en el di/dt . Un valor de resistencia equivalente puede permanecer igual, pero el divisor de tensión da el peso deseado de la inductancia del emisor para limitar la sobretensión al nivel deseado.

La sobretensión se puede optimizar tanto como sea posible para alcanzar la clasificación IGBT máxima. Esto se hace reduciendo un valor de R_2 , la resistencia conectada al emisor IGBT, en comparación con R_3 , la resistencia conectada a la pestaña de potencia. La tensión a través de la inductancia del emisor se dividirá en dos y solo la tensión a través de la resistencia lógica se aplicará en el circuito de accionamiento de la puerta para limitar la caída de tensión de la puerta.

Las figuras 7 y 8 muestran la corriente I y las tensiones V_{ge} y V_{ce} durante el apagado del circuito de la figura 6, para diferentes tensiones de bus. Se puede observar que la sobretensión de V_{ce} durante el apagado se reduce considerablemente (ver meseta 24). Esta meseta 24 ocurre mientras que una tasa de caída de la tensión V_{ge} se reduce mediante la inserción de una muestra de la tensión a través de la inductancia parásita L_{e-bajo} .

La duración de la meseta 92 impacta las pérdidas de la célula de conmutación durante el apagado del IGBT. Una meseta más larga 92 trae mayores pérdidas. Debido al deseo de limitar al mismo tiempo la sobretensión y su longitud, es adecuada una forma de onda cuadrada de la meseta de sobretensión 92. El comportamiento intrínseco (retroalimentación natural) de la sobretensión le da esta forma.

Esta técnica funciona muy bien para el IGBT Q_1 inferior porque la inductancia del emisor L_{e-bajo} es lo suficientemente grande como para proporcionar un buen muestreo de sobretensión. Por el contrario, para el IGBT superior Q_2 , la inductancia del emisor L_{e-alto} a menudo tiene un valor demasiado pequeño para sujetar adecuadamente una tensión a través de ella sin aumentar la resistencia de puerta R_3 , para proteger el IGBT superior Q_2 . En la práctica, el emisor inductancia L_{e-alto} del IGBT superior Q_2 es muy a menudo demasiado baja para ser utilizado para reducir la sobretensión a través del IGBT superior Q_2 a un nivel seguro.

De hecho, debido a las limitaciones en el empaquetado de los módulos IGBT, los semiconductores superior e inferior se empaquetan muy cerca unos de otros, de modo que la inductancia del IGBT superior Q_2 , L_{e-alto} , es bastante pequeño, del orden de unos pocos nH. Por otro lado, porque el único punto de conexión que no sea el emisor lógico del IGBT inferior Q_1 es la pestaña de alimentación del $-V_{bus}$, la inductancia del IGBT inferior Q_1 , L_{e-bajo} , puede ser hasta 5 veces la inductancia del emisor superior L_{e-alto} . La conexión de la pestaña del $-V_{bus}$ es altamente inductiva debido a su longitud y curvas.

Dicho de otra forma, los módulos IGBT tienen dos conexiones de alimentación, parte del bucle de alta frecuencia, que son los más inductivos, incluyendo una pestaña de $+V_{bus}$ y una pestaña de $-V_{bus}$. Como la pestaña del $-V_{bus}$ está en la ruta del emisor del IGBT inferior Q_1 , se puede usar de la manera descrita anteriormente para inyectar una muestra de la sobretensión a través del IGBT Q_1 en el controlador de compuerta del IGBT inferior Q_1 . Sin embargo, como la pestaña del $+V_{bus}$ está conectada al colector del IGBT superior Q_2 , Esta inductancia no puede utilizarse directamente como retroalimentación en el controlador de puerta.

Para utilizar la inductancia L_{e-alto} como fuente de retroalimentación en el controlador de compuerta del IGBT superior Q_2 , existe la necesidad de aumentar de alguna manera su inductancia aparente sin aumentar indebidamente la inductancia general del bucle de alta frecuencia. A continuación se describirán dos posibles técnicas para aumentar la inductancia L_{e-alto} .

Para optimizar el apagado del IGBT superior Q_2 , se ha diseñado una primera técnica que utiliza la inductancia parásita del colector para inyectar una muestra de la sobretensión a través del IGBT superior Q_2 utilizando un transformador para aislar el colector del emisor. Esta técnica se ilustra claramente en la figura 9, que es un diagrama de circuito de un tramo IGBT que usa un transformador para aumentar la inductancia aparente del emisor, según otro ejemplo de la técnica anterior. El transformador se utiliza para reducir la sobretensión en el IGBT superior Q_2 . Un T_{1a} primario del transformador está conectado a través de la inductancia parásita L_{c_alto} del IGBT superior Q_2 . Un T_{1a} secundario del transformador está conectado en serie con una resistencia R_5 , que está conectado además a una referencia de tierra a un controlador de puerta del IGBT superior Q_2 . El T_{1a} primario y el T_{1a} secundario están conectados de modo que cuando una corriente i_{igbt} que fluye a través del IGBT superior Q_2 disminuye al apagarse, se genera una tensión que tiene una polaridad como se muestra en la figura 9 a través de la inductancia parásita L_{c_alto} y el T_{1a} primario. El transformador hace que se genere una tensión que tiene otra polaridad como se muestra en la figura 9 a través de la T_{1b} primario.

Por lo tanto, una tensión negativa que aparece a través del transformador cuando la disminución de corriente en el IGBT Q_2 superior se usa para causar una tensión negativa aplicada en el emisor del IGBT superior Q_2 para disminuir

Para optimizar el apagado del IGBT superior Q_2 , se ha diseñado una primera técnica que utiliza la inductancia parásita del colector para inyectar una muestra de la sobretensión a través del IGBT superior Q_2 utilizando un transformador para aislar el colector del emisor. Esta técnica se ilustra claramente en la figura 9, que es un diagrama de circuito de un tramo IGBT que usa un transformador para aumentar la inductancia aparente del emisor, de acuerdo con otra realización. El transformador se utiliza para reducir la sobretensión en el IGBT superior Q_2 . Un T_{1a} primario del transformador está conectado a través de la inductancia parásita L_{e_alto} del IGBT superior Q_2 . Un T_{1b} secundario del transformador está conectado en serie con una resistencia R_5 , que está conectado además a una referencia a tierra de un controlador de puerta del IGBT superior Q_2 . El T_{1a} primario y el T_{1b} secundario están conectados de modo que cuando una corriente i_{igbt} que fluye a través del IGBT superior Q_2 disminuye al apagarse, se genera una tensión que tiene una polaridad como se muestra en la figura 9 a través de la inductancia parásita L_{c_alto} y el T_{1a} primario. El transformador hace que se genere una tensión que tiene otra polaridad, como se muestra en la figura 9, a través del T_{1b} secundario pendiente de su tensión de puerta. El control de la sobretensión para el IGBT Q_2 superior se puede realizar seleccionando adecuadamente una relación de giro del transformador.

Se puede observar que el principio de funcionamiento del circuito de la figura 9 es bastante similar al del circuito de la figura 6. La inductancia parasitaria L_{e_alto} del emisor del IGBT superior Q_2 no es suficiente para desacelerar adecuadamente la pendiente negativa de V_{ce} al apagar el IGBT superior Q_2 utilizando la técnica de la figura 6, una muestra de la inductancia parásita L_{c_alto} del colector del IGBT superior Q_2 se coloca en serie con inductancia parásita L_{e_alto} a través del transformador.

La figura 10 es una variante del diagrama de circuito de la figura 9 que utiliza un transformador y un dispositivo resistivo, según otro ejemplo de la técnica anterior. En esta variante, la reducción de la sobretensión en el IGBT superior Q_2 se realiza mediante el uso del transformador además de un divisor resistivo. El divisor resistivo incluye las resistencias R_5 y R_6 conectadas de manera similar a las resistencias R_2 y R_3 utilizadas para controlar la sobretensión del IGBT inferior Q_1 . Por otra parte, la figura 10 combina las características de las figuras 6 y 9 para permitir un ajuste fino de la forma de la pendiente negativa de la V_{ge} en el IGBT superior Q_2 .

Una técnica adicional para aumentar la inductancia del emisor del IGBT superior Q_2 se describirá ahora en las figuras 11 y 12, que son diseños esquemáticos para tramos IGBT que tienen conectores para ajustar las inductancias del emisor superior de acuerdo con la primera y segunda variantes. Estos diseños se pueden usar para construir tres (3) tramos IGBT como se ilustra en la figura 6, formando un convertidor de potencia o inversor, proporcionando corriente alterna trifásica a una carga. Tal como se explicará más adelante, la inductancia parásita L_{e_alto} se ajusta mediante la configuración de los conectores.

El aumento de la inductancia parasitaria de los IGBT superiores Q_2 puede tener un impacto en la inductancia del bucle de alta frecuencia total de los tramos de IGBT. Sin embargo, los efectos de esta inductancia parasitaria en el control de la sobretensión son mucho más significativos. La figura 11 es un diseño esquemático para un tramo IGBT 90 que tiene un conector para ajustar una inductancia del emisor superior de acuerdo con una primera variante. En la figura 11, tres (3) IGBT superiores Q_2 están montados en las áreas 102 y tres (3) IGBT inferiores Q_1 están montados en las áreas 112. Cada IGBT superior Q_2 tiene un colector montado en una traza 104, identificado en la figura 11 como C-Alto. Los emisores de los IGBT superiores Q_2 están conectados a las almohadillas emisoras 106 a través de enlaces de cable 110. De manera similar, cada IGBT inferior Q_1 tiene un colector montado en una traza 114 identificada en la figura 11 como C-bajo. Los emisores de los IGBT inferiores Q_1 están conectados a una traza 118 a través de enlaces de cable 120, la traza 118 se conoce como E-bajo. La traza 114 también tiene almohadillas colectoras 116 que están conectadas a la misma.

Una pestaña $+V_{bus}$ 122 está conectada a la traza 104 mientras que la pestaña del $-V_{bus}$ 124 está conectada a la traza 118. Una pestaña de fase 126 para conectar una carga al convertidor de potencia está conectada a la traza 114. Las puertas de los IGBT montados en las áreas 102 y 112 no se muestran en la figura 11 para simplificar la ilustración.

Las almohadillas 106 y 116 están interconectadas por un conector 128 en forma de U que tiene seis (6) tramos 130 así configurados, dimensionado y posicionado para conectarse a las almohadillas 106 y 116. El conector 128 en forma de U define al menos en parte la inductancia parásita L_{e-alta} ya que interconecta los emisores de los IGBT superiores Q_2 y los colectores de los IGBT inferiores Q_1 . Dado que el conector 128 en forma de U es relativamente grande e incluye ángulos rectos, la inductancia L_{e-alta} es relativamente alta y puede usarse para limitar la sobretensión en los IGBT superiores Q_2 como se discutió anteriormente. El tamaño y la forma del conector 128 pueden determinarse de acuerdo con la inductancia parasitaria deseada requerida.

Volviendo ahora a la figura 12, que es un diseño esquemático para un tramo IGBT que tiene un conector para ajustar la inductancia del emisor superior de acuerdo con una segunda variante, una diferencia principal entre el diseño mostrado y el diseño de la figura 11 y el diseño de la figura 12 radica en la posición de las almohadillas 106. En la figura 12, las almohadillas 106 se colocan más lejos de las almohadillas 116 para proporcionar espacio adicional para un conector más grande 132. El conector más grande 132 de la figura 12 confiere una inductancia parásita más grande L_{e-alto} al diseño de la figura 12.

Se desea reducir las pérdidas de conmutación al encender un conmutador electrónico de potencia. Incluso si la sobretensión de activación en un IGBT no es tan alta como la sobretensión en el IGBT opuesto en el apagado, hay un límite por encima del cual una capacitancia parásita C_{CG} entre el colector y la compuerta (llamada capacitancia de Miller) del IGBT que se enciende inyectará suficiente corriente en su compuerta para encenderla y crear una conducción cruzada.

La figura 13 es una representación esquemática de las capacitancias IGBT, incluida una capacitancia Miller. Una corriente Miller 200 circula en la capacitancia Miller C_{CG} , causando una variación de tensión dv/dt a través de la misma. La corriente Miller 200 se divide entre una porción 202 que fluye a través de una resistencia de puerta $R_{Gapagado}$ y una porción 204 que fluye a través de una puerta para emitir capacitancia parásita C_{GE} . El controlador de puerta intenta mantener la puerta para emitir tensión V_{ge} en un estado apagado, hundiendo la corriente 202 con la resistencia de compuerta $R_{Gapagado}$. Con este fin, la resistencia de puerta $R_{Gapagado}$ tiene un valor bajo para mantener la puerta a la tensión del emisor V_{ge} por debajo de la tensión de umbral $V_{get(h)}$ incluso en presencia de la corriente de Miller.

La figura 10 descrita anteriormente muestra la corriente I_{igbt} que fluye a través del IGBT superior Q_2 . En otra fase, el IGBT superior Q_2 se apaga y una corriente similar fluye a través del IGBT inferior Q_1 . Estas corrientes tienen dI/dt negativo al apagar los respectivos IGBT. La polaridad de las tensiones generados a través de las dos inductancias del emisor L_{e-alto} y L_{e-bajo} , al apagar el IGBT respectivo, y a través de la T_{1a} primaria del transformador en el caso del IGBT superior Q_2 , tienden a mantener los IGBT encendidos durante su proceso de apagado. Estas tensiones ralentizan la variación de la puerta a la tensión de emisor V_{ge} de los IGBT que se apagan, pero también tienden a encender el IGBT opuesto. Esto tiene un impacto limitado porque ocurre mientras la corriente ha comenzado a circular en los diodos de rueda libre. La tensión a través del IGBT montado en paralelo al diodo de rueda libre que se ha vuelto conductor es cero. Cuando se enciende un IGBT, la tensión a través de su inductancia del emisor también es opuesto a la señal de la puerta, por lo que el efecto neto es una tendencia a mantener el IGBT apagado. La tecnología actual aumenta la inmunidad del dv/dt del V_{ce} para mantener un IGBT apagado durante el proceso de encendido del IGBT opuesto aplicando una tensión negativa en el emisor del IGBT que se apaga. Esta tecnología minimiza los riesgos de conducción cruzada.

La tecnología actual permite el uso de resistencias de compuerta de apagado que tienen valores significativamente reducidos. Esto mejora la eficiencia del tramo IGBT. En lugar de usar un valor de resistencia de puerta grande, el control del dI/dt depende del muestreo de la tensión a través de la inductancia del emisor. Entonces es posible acelerar aún más la activación del IGBT, hasta el punto donde la corriente de Miller que circula en la pequeña resistencia de apagado ya no genera una puerta para emitir la tensión V_{ge} a través del IGBT que cumple con la tensión umbral $V_{get(h)}$.

Por otro lado, mientras se enciende un IGBT, la tensión presente en el emisor del IGBT opuesto es alta. Sería necesario aplicar una tensión grande en la puerta de ese IGBT opuesto para que la puerta emita la tensión V_{ge} del IGBT opuesto para exceder el $V_{get(h)}$.

La figura 14 es una ilustración de un circuito equivalente de un IGBT típico. Un IGBT 220 combina, en un único dispositivo, las características de fuente de puerta capacitiva simple y de baja potencia de los transistores de efecto de campo de semiconductor de óxido de metal (MOSFET) con capacidad de alta corriente y baja tensión de saturación de transistores bipolares. El IGBT 220 puede usarse como el conmutador electrónico de potencia 18 de las figuras 1 y 2 y puede usarse como los IGBT superiores e inferiores Q_1 y Q_2 de los tramos IGBT 70 y 90. El IGBT 220 tiene una puerta 226, un colector 222 y un emisor 224. En más detalles, el circuito equivalente del IGBT 220 está hecho de un MOSFET 230 y dos transistores bipolares 232, 234 conectados en una configuración de tiristores 236. El circuito equivalente del tiristor es el mismo que la etapa de salida del IGBT 220: dos transistores bipolares, incluyendo un transistor PNP 232 y un transistor NPN 234 que se polarizan entre sí. La entrada del IGBT 220 está hecha de un MOSFET 230 equivalente que está controlado por tensión, tiene disipación de controlador de puerta de baja potencia y proporciona conmutación de alta velocidad. La salida del IGBT 220 se realiza con los dos transistores bipolares 232, 234 conectados en la configuración de tiristores 236 para proporcionar una salida potente.

Mientras que los transistores bipolares 232, 234 son capaces de soportar altos niveles de potencia, su tiempo de reacción no coincide con el del MOSFET 230.

5 Cuando el IGBT 220 está sujeto a una puerta suficiente para emitir la tensión V_{ge} , el MOSFET 230 se enciende primero. Esto hace que la corriente circule a través de la unión base-emisor del transistor PNP 232, encendiendo el transistor PNP 232. Esto, a su vez, enciende el transistor NPN 234, después de lo cual el IGBT 220 está listo para entregar corriente de alto nivel a través del colector 222 y el emisor 224.

10 El MOSFET 230 puede tomar toda la corriente del IGBT 220 bajo cargas ligeras, a través de la resistencia de la región de deriva 240, lo que implica que el IGBT 220 es capaz de encenderse rápidamente con una variación bien controlada di/dt de la corriente que fluye a través del colector 222 y el emisor 224. Para transportar la corriente a la capacidad máxima del IGBT 220 bajo cargas más pesadas, los transistores bipolares 232, 234 necesitan encenderse. La velocidad de encendido completo del IGBT 220 depende de la temperatura y de la amplitud de la corriente que fluye a través del colector 222 y el emisor 224.

15 El MOSFET 230 también cambia primero al apagar el IGBT 220. Incluso cuando el MOSFET 230 está completamente apagado, los dos transistores bipolares 232, 234 permanecen conductores hasta que se eliminan los portadores minoritarios ubicados en sus uniones base-emisor. La resistencia de región del cuerpo 242 del IGBT 220 permite que el tiristor 236 se apague apagando primero el transistor NPN 234. Una vez que el transistor NPN 234 está apagado, se eliminan los portadores minoritarios de la unión base-emisor del transistor PNP 232, terminando efectivamente el proceso de apagado del IGBT 220.

20 Debido a que la etapa de salida del IGBT 220 formada por los transistores bipolares 232, 234 es más lenta que su etapa de entrada formada por el MOSFET 230, existe un límite por encima del cual acelerar una señal de control aplicada en la puerta 226 no tendrá un impacto significativo en el tiempo de conmutación del IGBT 220. Por ejemplo, al encender, con una carga de corriente mayor que la que puede manejar el MOSFET 230, la carga de corriente completa solo se puede soportar una vez que se activa el tiristor 236 (es decir, los dos transistores bipolares 232, 234). De la misma manera, en el apagado, incluso cuando se acelera una señal de control aplicada en la puerta 226, el tiristor 236 permanece conductor hasta que se eliminan los portadores minoritarios.

25 La no linealidad inherente de los diversos componentes del IGBT 220 complica su control y dificulta su funcionamiento con la máxima eficiencia. Si bien se desea encender y apagar rápidamente el IGBT 220 para reducir al máximo las pérdidas posibles durante el proceso de conmutación, también se desea evitar el sobrevoltaje excesivo del colector al emisor del IGBT 220 al tiempo que se evita la corriente de recuperación excesiva de un diodo de rueda libre, tal como 16, D_1 o D_2 , operando en conjunto con el IGBT 220.

30 Con la tecnología actual del controlador de puerta, el límite de la velocidad de encendido se redefine por el hecho de que la capacitancia de Miller ya no es un factor limitante. Como tiristores, los IGBT pueden engancharse y permanecer encendidos. Con un dv/dt muy alto a través de la unión base colector de los transistores bipolares 232 y 234, una corriente grande en la resistencia de la región del cuerpo 242 puede polarizar el transistor NPN 234. Cuando esto ocurre, se produce el enclavamiento y ambos transistores 232 y 234 se polarizan entre sí. Aunque este efecto se minimiza en la tecnología IGBT actual, se recomienda limitar di/dt dentro de un rango seguro, por encima del cual no se puede garantizar la funcionalidad adecuada del IGBT.

35 La figura 15 es un gráfico que muestra las formas de onda de la corriente a través de un IGBT y una tensión de colector a emisor del IGBT. Una vez que la corriente en el IGBT alcanza la corriente de salida, en t_1 , la corriente comienza a circular en la dirección inversa en el diodo de rueda libre opuesto. El diodo de rueda libre se apaga cuando se eliminan las cargas acumuladas en su unión P-N, en t_2 . Esta es la primera parte de la corriente de recuperación. La segunda parte es la caída (dv/dt negativo) de la tensión a través del IGBT, de t_2 a t_3 .

40 La diferencia entre la tensión IGBT y la tensión del bus es la tensión inducida a través de $L_{parásito} * di/dt$ durante la primera parte. La integral de $L_{parásito} * di/dt$ desde t_1 hasta t_2 representa las cargas que deben eliminarse. Si el di/dt es alto, el tiempo necesario para eliminar la carga será corto, mientras que la corriente máxima será alta. Por definición, las pérdidas de $E_{encendido}$ durante el encendido son según la ecuación (2):

$$E_{encendido} = \int_{t_{encendido}} v(t) * i(t) * dt \quad (2)$$

45 La corriente que circula en la inductancia parásita del bucle de alta frecuencia no puede detenerse instantáneamente. En cambio, se desvía a la capacitancia parásita del emisor-colector del IGBT y crea un dv/dt de acuerdo con la corriente de recuperación máxima. Dicho de otra forma, un alto di/dt genera una corriente de recuperación de pico alto que a su vez crea un alto dv/dt a través de la unión colector-emisor del IGBT.

Para alcanzar las pérdidas más bajas posibles al encender el IGBT, se desea reducir el tiempo de conmutación tanto

como sea posible mientras se limita la di/dt en el momento en que se apaga el diodo.

La tecnología actual controla el di/dt en el apagado de IGBT como se explicó anteriormente. Los siguientes pasajes expresan cómo esta tecnología se puede transponer a la activación del IGBT. La tecnología actual reduce el di/dt por debajo del límite recomendado por el proveedor del IGBT. Como se ha mencionado anteriormente en el presente documento, este límite debe aplicarse cuando un diodo de rueda libre se apaga al encender el IGBT correspondiente.

La figura 16 es un diagrama de una célula de conmutación que tiene un circuito para limitar la sobretensión al apagar el conmutador electrónico de potencia y la corriente de recuperación al encender el conmutador electrónico de potencia, cuando el diodo de rueda libre se apaga, de acuerdo con una realización ilustrativa. Una célula de conmutación 300 se modifica en comparación con la célula de conmutación 10 descrita anteriormente mediante la adición de un circuito de compensación 310 en paralelo con la inductancia 30 del emisor. La figura 16 también muestra una referencia de tierra 302, la tensión de suministro positivo 42 y la tensión de suministro negativo 44 del controlador de puerta 40 introducido aquí se definen en relación con la referencia de tierra 302.

El circuito de compensación 310 comprende tres (3) resistencias y un diodo de encendido. Las resistencias R_{e1} y R_{e2} forman un adaptador de ganancia operativo para controlar una tensión R_{ge} en la puerta y el emisor del conmutador electrónico de potencia 18 cuando el conmutador electrónico de potencia 18 se está apagando, limitando así el sobrepulso de una tensión R_{ce} entre el colector 22 y el emisor 24. Una tercera resistencia $R_{eENCENDIDO}$ y un diodo de encendido $D_{encendido}$, eso solo permite que la corriente circule al encender, no afecte el adaptador de ganancia al apagar el conmutador electrónico de potencia 18, por las razones expresadas a continuación.

Al apagar el conmutador electrónico de potencia 18, la salida 46 del controlador de puerta 40 se establece en $-V_{dd}$ y, rápidamente, la tensión en la puerta también alcanza $-V_{dd}$. Debido a que el conmutador electrónico de potencia 18 ahora se está apagando, la corriente IGBT se reduce rápidamente, conduciendo a un valor negativo de su derivada di/dt . Esto crea tensiones V_{Ls} y V_{Le} con polaridades como se muestra en la figura 16, una suma V_{Ls} y V_{Le} formando una sobretensión total en la inductancia de bucle de alta frecuencia 34, incluyendo la inductancia del emisor 30. La tensión en el emisor 24 se vuelve más bajo que la referencia de tierra 302. El diodo de encendido $D_{encendido}$ se invierte polarizado y forma un circuito abierto; el circuito de compensación 310 actúa así como si la resistencia $R_{eENCENDIDO}$ no estuviera presente al apagar el conmutador electrónico de potencia 18.

Continuando con la situación de apagado, una tensión a través de la resistencia R_{e1} es igual a V_{Le} multiplicado por una ganancia G igual a $R_{e1} / (R_{e1} + R_{e2})$. Debido a que el controlador de puerta tiene la misma referencia de tierra 302, la tensión V_{ge} entre la puerta 26 y el emisor 24 se vuelve igual a la tensión a través de la resistencia R_{e1} , con la contribución adicional de la tensión de alimentación negativa 44, es decir, $-V_{dd}$. Por otra parte, se aplica una retroalimentación de V_{Le} entre la puerta 26 y el emisor 24, con la ganancia G como se expresó anteriormente.

El adaptador de ganancia no se limita al uso de resistencias como se muestra en la figura 16 y también se contempla cualquier otra forma de proporcionar una ganancia de tensión basada en la tensión V_{Le} .

Lo anterior se entenderá mejor teniendo en cuenta la figura 17, que es un modelo de bucle de control de señal pequeña de la célula de conmutación de la figura 16 al apagar el conmutador electrónico de potencia. Un modelo 350 define un punto de ajuste de sobretensión 352, definido de acuerdo con las características del conmutador electrónico de potencia 18 y la tensión del bus. El punto de ajuste de sobretensión 352 se selecciona para no dañar el conmutador electrónico de potencia 18 al apagarse. Un factor calculado a partir de un valor L_e de la inductancia del emisor 30 sobre un valor $L_{parásito}$, representando una inductancia parasitaria total del bucle de alta frecuencia 36, proporciona un punto de ajuste 354 para una tensión máximo deseado alrededor de la inductancia del emisor 30. Una diferencia 356 (casi cero voltios) entre el punto de ajuste 354 y el valor real 358 de V_{Le} se multiplica por una ganancia G del adaptador, la ganancia G que tiene el valor $R_{e1} / (R_{e1} + R_{e2})$ (en la realización ilustrada), proporcionando una pequeña tensión de señal 360 a través de la resistencia R_{e1} y a través de la puerta 26 y el emisor 24 del conmutador electrónico de potencia 18. Esta tensión varía con el tiempo ya que la corriente que causa la tensión 358 también varía. Esta variación de tensión se expresa como dV_{ge} / dt . Dada una transconductancia 364 del conmutador electrónico de potencia 18, que tiene un valor $G_{fs} = di/dV_{ge}$, una variación de la corriente 366 ($\frac{di}{dV_{ge}} \cdot \frac{dV_{ge}}{dt} = \frac{di}{dt}$) se obtiene. El valor real 358 de V_{Le} es igual al valor L_e de la inductancia del emisor 30 veces la variación de la corriente 366 (di/dt).

La selección adecuada de la ganancia G , mediante la selección de los valores R_{e1} y R_{e2} , en función de lo conocido, valores medidos o esperados de las inductancias 30 y 34, permite limitar el valor real 358 de V_{Le} dentro del punto de ajuste 354 y, al mismo tiempo, la sobretensión global dentro del punto de ajuste 352.

Volviendo a la figura 16, al encender el conmutador electrónico de potencia 18, la corriente que fluye a través de ella aumenta rápidamente y la variación de corriente di/dt toma un valor positivo. Se desea limitar el di/dt cuando el diodo de rueda libre 16 se apaga para reducir la corriente de recuperación que fluye a través del diodo de rueda libre 16 en dirección inversa. Es bien sabido que la corriente de recuperación del diodo de rueda libre 16 aumenta con el di/dt inverso cuando se bloquea. Por otro lado, una calificación máxima de $\Delta i / \Delta t$, suministrada por el fabricante del diodo de rueda libre 16, no debe ser excedida. Sin embargo, la corriente de recuperación es menos intensiva al encender el

conmutador electrónico de potencia 18. En consecuencia, el circuito de compensación 310 está diseñado para proporcionar una conmutación más rápida en el encendido en comparación con el tiempo de conmutación de apagado.

- 5 Las polaridades de las tensiones V_{Ls} y V_{Le} se invierten en comparación con las polaridades mostradas en la figura 16. La tensión en el emisor 24 ahora es más alta que la referencia de tierra 302. El encendido del diodo $D_{encendido}$ al ser ahora hacia adelante polarizada se convierte en (esencialmente) un cortocircuito, colocando $R_{eENCENDIDO}$ en paralelo con R_{e1} . Esto reduce la ganancia G del adaptador de ganancia, ahora calculado de acuerdo con la ecuación (2):

$$G = \frac{\left(\frac{ReON \cdot Re1}{ReON + Re1}\right)}{\left(\frac{ReON \cdot Re1}{ReON + Re1}\right) + Re2} \quad (2)$$

- 10 Se puede observar que, para cualquier valor de $R_{eENCENDIDO}$, R_{e1} y R_{e2} , la ganancia de la ecuación 2 es menor que la ganancia del adaptador de la figura 17 porque la resistencia equivalente de R_{e1} y $R_{eENCENDIDO}$ colocadas en paralelo es menor que el valor de resistencia R_{e1} . También se puede observar que si R_{e1} está en cortocircuito (equivalente al ajuste $R_{eENCENDIDO}$ a cero ohmios), ninguna parte de V_{Le} se aplica a la puerta 26 del conmutador electrónico de potencia 18 en el encendido, en cuyo caso, el circuito 310 de compensación no proporciona retroalimentación de V_{Le} al conmutador electrónico de potencia 18. La resistencia de compuerta R_g se convierte en la única limitación para el di/dt y tiene entonces un valor más alto.

- 20 Encender el conmutador electrónico de potencia 18 implica configurar la salida 46 del controlador de puerta 40 a la tensión de alimentación positiva 42, a $+V_{cc}$, esta tensión también se aplica en la puerta 26 tan pronto como la corriente de la salida 46 del controlador de puerta 40, a través de R_g , ha cargado la capacitancia parásita C_{ge} presente entre la puerta 26 y el emisor 24. Además, la tensión a través de la inductancia parásita del emisor 30 se multiplica por la ganancia G de la ecuación 2 y se aplica al controlador de puerta 40 a través de la conexión a tierra común. Debido a que la ganancia G de la ecuación 2 es menor que la ganancia aplicable al apagar el conmutador electrónico de potencia 18, la retroalimentación proporcionada por el circuito de compensación 110 es menos importante en el encendido en comparación con el apagado.

- 30 La figura 18 es un pequeño modelo de bucle de control de señal de la célula de conmutación de la figura 16 al encender el conmutador electrónico de potencia. Debido a que es deseable controlar la corriente de recuperación esta vez, un modelo de señal pequeña 370 utiliza la clasificación máxima de $\Delta i / \Delta t$ para la corriente de recuperación a través del diodo de rueda libre 16 como punto de ajuste 372. Esto se traduce en un punto de ajuste de tensión 374, que es una tensión máxima permitida a través de la inductancia del emisor 30. Una pequeña diferencia de señal 376 (casi cero voltios) entre el punto de ajuste 374 y el valor real 378 de V_{Le} (que tiene polaridad inversa en comparación con el valor 358 de la figura 17) se multiplica por la ganancia G del adaptador como se define en la ecuación (2), proporcionando una tensión 360 a través de las resistencias R_{e1} y $R_{eENCENDIDO}$, que están en paralelo, y al otro lado de la puerta 26 y el emisor 24 del conmutador electrónico de potencia 18. Esta tensión varía con el tiempo ya que la corriente que causa la tensión 378 también varía. Esta variación de tensión se expresa como dV_{ge}/dt . Dada una transconductancia 384 del conmutador electrónico de potencia 18, que tiene un valor $G_{fs} = di / dV_{ge}$, se obtiene una variación de la corriente 386 (di/dt). El valor real de V_{Le} 378 es igual al valor Le de la inductancia del emisor 30 veces la variación de la corriente 386 (di/dt).

- 45 La colocación dentro del circuito de compensación 310 del diodo de encendido 118 asegura la activación de la resistencia $R_{eENCENDIDO}$ únicamente durante el encendido del conmutador electrónico de potencia 18. En consecuencia, el control de V_{ge} y de la velocidad a la que se enciende el conmutador electrónico de potencia 18 difiere de la velocidad a la que se apaga el conmutador electrónico de potencia 18.

- 50 La figura 19 es un diagrama de circuito parcial de un tramo IGBT que incorpora el circuito para limitar la sobretensión de apagado y la corriente de recuperación de encendido de la figura 16. La figura 19 muestra la polaridad de la tensión inducida a través de las diferentes inductancias parásitas cuando se enciende el IGBT superior Q_2 . El IGBT inferior Q_1 es de circuito abierto. En la figura 15 se ha demostrado que la corriente aumenta durante la primera parte del proceso de encendido, la corriente se desvía del diodo de rueda libre opuesto D_1 al IGBT superior Q_2 . Las polaridades de las tensiones inducidas a través de las inductancias parásitas están en la misma dirección que el di/dt del bucle de alta frecuencia. La tensión aplicada al emisor del IGBT superior Q_2 es la suma de la tensión a través de T_{1B} , L_{c-bajo} y L_{e-alto} menos la tensión a través de la resistencia R_6 , la tensión a través de T_{1B} es el espejo de la tensión a través de L_{c-alto} .
55 Todas estas tensiones se aplican una tensión positiva en el emisor del IGBT superior Q_2 proporcional al di/dt para limitar la subida de la tensión de la puerta-emisor V_{ge} del IGBT superior Q_2 con el fin de limitar el di/dt .

- 60 El circuito de la figura 19 también incorpora elementos introducidos en la descripción anterior de la figura 16, un diodo D_4 que se vuelve conductor y permite que la corriente fluya a través de la resistencia R_7 , colocando R_7 en paralelo con R_5 al apagar el IGBT superior Q_2 , cuando la tensión en el emisor del IGBT superior Q_2 es mayor que la tensión en la referencia de su controlador de puerta 40. La tecnología actual se puede ajustar para controlar tanto el apagado como

el encendido de los IGBT.

La figura 20 es un gráfico que ilustra la corriente de recuperación de un diodo de rueda libre sin el circuito para limitar la sobretensión de apagado y la corriente de recuperación de encendido, con un muy alto di/dt . En este gráfico, el di/dt de la corriente 400 a través del diodo de rueda libre D_2 alcanza más de 6 kA / μ seg, excediendo la recomendación del fabricante de 5. 5kA / μ seg. La tensión 410 a través de las inductancias parásitas del bucle de alta frecuencia es el espejo del di/dt , es decir, la tensión a través del IGBT, está por debajo de la tensión del bus V_{bus} durante el aumento de corriente. Sin la tecnología actual, el di/dt sigue aumentando hasta que el diodo de rueda libre se apaga espontáneamente. El dv / dt de la tensión 420 a través del diodo de rueda libre es muy alto y tiene oscilaciones significativas 422 que causan interferencia electromagnética (EMI).

La figura 21 es un gráfico que ilustra la corriente de recuperación del diodo de rueda libre de la figura 19. En comparación con el gráfico de la figura 20, la corriente de recuperación se controla utilizando la tecnología actual. En ese caso, el di/dt de la corriente 450 a través del diodo de rueda libre D_2 se mantiene dentro de la recomendación del fabricante de 5kA / μ seg cuando el diodo se apaga. De hecho, el di/dt es en realidad mayor (pendiente más pronunciada) al comienzo de la transición, pero se reduce oportunamente al valor deseado para proteger el dispositivo. La tensión 460 a través de las inductancias parásitas del bucle de alta frecuencia se reduce menos rápidamente. La corriente de recuperación es menor en comparación con la figura 20. El aumento de tensión 470 es más bajo, y las oscilaciones 472 se reducen.

Las mediciones experimentales se obtuvieron en un laboratorio, bajo las mismas condiciones, con y sin la tecnología descrita anteriormente. La figura 22 es un gráfico que ilustra una comparación de las corrientes de salida en función de las tensiones de bus que se pueden proporcionar con y sin el circuito para limitar la sobretensión de apagado y la corriente de recuperación de encendido. La figura 22 muestra una comparación de las corrientes de salida que se pueden proporcionar con un módulo HP2 IGBT de Infineon™ con un líquido refrigerante a 55 °C y una unión más caliente de todas las matrices a 130 °C. Muchas unidades, como por ejemplo los desarrollados para aplicaciones vehiculares, debe resistir cualquier condición de cortocircuito. Normalmente, las pruebas se realizan hasta que el IGBT se desatura. Para el propósito de este experimento líder cuyos resultados se muestran en la figura 22, se consideró una corriente de salida máxima pico de 2000 amperios. La sobretensión se mantuvo dentro de 650 Vcc para todas las corrientes posibles de hasta 2000 amperios. Los controladores de la puerta se ajustaron de acuerdo con estos requisitos. Para los conductores de puertas sin la tecnología actual, se ajustaron los valores de resistencia de encendido y apagado.

La figura 22 ilustra las corrientes de salida de raíz cuadrática media (RMS) en función de la tensión del bus. La frecuencia de funcionamiento fue de 20 KHz, sin ninguna modulación en ambos casos. La capacidad de proporcionar la corriente de salida deseada se ve afectada por la tensión de funcionamiento. Las mediciones se tomaron a tensiones que van desde 300 Vdc a 450 Vdc. Los resultados que utilizan el controlador de puerta sin la tecnología actual (número 800) solo podrían proporcionar la mitad de la corriente de salida a 450 Vcc en comparación con 300 Vcc. Resultados utilizando el controlador de puerta con la tecnología actual (número 802), por otro lado, podría proporcionar más de dos tercios de la corriente de salida a 450 Vcc en comparación con 300 Vcc. La tecnología actual no solo ayuda a aumentar la corriente de salida para una misma configuración de semiconductores dada, pero también es menos sensible a las tensiones operativas. En la figura 22, la pendiente de la pérdida de corriente de salida con el aumento de la tensión del bus es menor con la tecnología actual. Por lo tanto, este resultado muestra que la tecnología actual hace que una célula de conmutación sea menos dependiente de las pérdidas de conmutación.

La figura 23 es un gráfico que ilustra la corriente de salida en función de la frecuencia de conmutación que utiliza el circuito para limitar la sobretensión de apagado y la corriente de recuperación de encendido. Las mismas condiciones experimentales utilizadas para producir los resultados que se muestran en la figura 22 se repitieron al producir el gráfico de la figura 23. Se mantuvo una tensión de bus de 300 Vcc y los resultados se proporcionan en función de la frecuencia. Usando una escala logarítmica, con estas mediciones experimentales, Se espera que el módulo HP2 IGBT de Infineon™ pueda operar a 40 KHz y proporcionar más de 200 amperios.

Lo anterior describe soluciones aplicables a los convertidores CC-CC y a los convertidores CC-CA, por ejemplo, células de conmutación que usan una rama completa de semiconductores, pares opuestos de conmutadores electrónicos de potencia y diodos de rueda libre, para proporcionar corriente alternativa a una carga conectada, como un motor de un vehículo eléctrico.

Los expertos en la materia se darán cuenta de que la descripción de la célula de conmutación y del circuito de compensación para limitar la sobretensión de conmutación y para limitar la corriente de recuperación es solo ilustrativa y no pretende ser de ninguna manera limitante. Otras realizaciones se sugerirán fácilmente a tales personas con habilidades ordinarias en la técnica que tengan el beneficio de la presente divulgación. Por otro lado, la célula de conmutación divulgada y el circuito de compensación pueden personalizarse para ofrecer soluciones valiosas a las necesidades existentes y los problemas de sobretensión y recuperación de corriente que ocurren al cambiar en las células de conmutación.

En aras de la claridad, no se muestran y describen todas las características de rutina de las implementaciones de la

célula de conmutación y del circuito de compensación. Será, por supuesto, apreciado que en el desarrollo de cualquier implementación real de la célula de conmutación y del circuito de compensación, es posible que se deban tomar numerosas decisiones específicas de implementación para lograr los objetivos específicos del desarrollador, como el cumplimiento de restricciones relacionadas con la aplicación, el sistema y el negocio, y que estos objetivos específicos

5 variarán de una implementación a otra y de un desarrollador a otro. Asimismo, se apreciará que un esfuerzo de desarrollo puede ser complejo y lento, pero, sin embargo, sería una tarea rutinaria de ingeniería para los expertos en el campo de la electrónica de potencia que tiene el beneficio de la presente divulgación.

10 Debe entenderse que la célula de conmutación y el circuito de compensación para limitar la sobretensión de conmutación y para limitar la corriente de recuperación no están limitados en su aplicación a los detalles de construcción y partes ilustrados en los dibujos adjuntos y descritos anteriormente. La célula de conmutación y el circuito de compensación propuestos para limitar la sobretensión de conmutación y para limitar la corriente de recuperación es capaz de otras realizaciones y de practicarse de varias maneras. También debe entenderse que la fraseología o

15 terminología utilizada en este documento tiene fines descriptivos y no limitantes. Por ende, aunque la célula de conmutación y el circuito de compensación para limitar la sobretensión de conmutación y para limitar la corriente de recuperación se han descrito anteriormente a modo de realizaciones ilustrativas de la misma, se pueden modificar, sin apartarse del alcance y la naturaleza de la invención objeto que se define por las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Una célula de conmutación (300) configurada para limitar la sobretensión de conmutación y para limitar la corriente de recuperación, que comprende:

5 un conmutador electrónico de potencia (Q_1) que tiene una puerta (26) y una inductancia de emisor parásito (30) a través de la cual se genera una tensión (V_{Le}) al encender y apagar el conmutador electrónico de potencia (Q_1); un circuito de compensación (310) conectado a la inductancia del emisor parásito (30), y
10 un controlador de puerta (40) conectado al circuito de compensación (310) y a la puerta (26) del conmutador electrónico de potencia (Q_1), controlando el controlador de puerta (40) una puerta a la tensión del emisor (V_{ge}) aplicada al conmutador electrónico de potencia (Q_1), incluyendo el controlador de puerta (40) una referencia (302);

caracterizado por que:

15 el circuito de compensación (310) comprende un adaptador de ganancia resistiva que tiene una primera resistencia (R_{e1}) que define en parte un primer valor de ganancia, comprendiendo además el adaptador de ganancia resistiva un diodo de encendido ($D_{encendido}$) configurado para colocar una segunda resistencia ($R_{eENCENDIDO}$) en paralelo con la primera resistencia (R_{e1}) al encender el conmutador electrónico de potencia (Q_1), siendo la segunda resistencia ($R_{eENCENDIDO}$) y el diodo de encendido (D_{on}) componentes distintos del adaptador de ganancia resistiva, definiendo las resistencias primera y segunda (R_{e1} , $R_{eENCENDIDO}$) en paralelo en parte un segundo valor de ganancia menor que el primer valor de ganancia y mayor que cero, estando configurado el circuito de compensación (310) para:

20 1) aplicar el primer valor de ganancia para proporcionar una muestra de la tensión (V_{Le}) generada a través de la inductancia del emisor parásito (30) al apagar el conmutador electrónico de potencia (Q_1),
2) aplicar el segundo valor de ganancia para proporcionar una muestra de la tensión (V_{Le}) generado a través de la inductancia del emisor parásito (30) al encender el conmutador electrónico de potencia (Q_1), y
25 3) agregar las muestras de la tensión (V_{Le}) generado a través de la inductancia del emisor parásito (30) entre la referencia (302) del controlador de puerta (40) y la puerta (26) del conmutador electrónico de potencia (Q_1) para controlar la tensión (V_{Le}) generada a través de la inductancia del emisor parásito (30).

30 2. La célula de conmutación (300) de la reivindicación 1, en la que el conmutador electrónico de potencia (Q_1) se selecciona de un transistor bipolar de puerta aislada, un transistor de efecto de campo de semiconductor de óxido de metal y un transistor bipolar.

35 3. La célula de conmutación (300) de una cualquiera de las reivindicaciones 1 o 2, que comprende un diodo de rueda libre (D_2) adaptado para operar en conjunto con el conmutador electrónico de potencia (Q_1).

40 4. Un convertidor de potencia, que comprende un tramo (90) que tiene dos células de conmutación (300) como se define en cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, formando las dos células de conmutación (300) un bucle y estando conectadas en una unión de un colector (22) de un primer conmutador electrónico de potencia (Q_1) de una primera célula de conmutación (300) y de un emisor de un segundo conmutador electrónico de potencia (Q_2) de una segunda célula de conmutación.

45 5. El convertidor de potencia de la reivindicación 4, que comprende un transformador que tiene un primario (T_{1a}) conectado en paralelo a una inductancia del colector parásito (L_{c_alto}) del segundo conmutador electrónico de potencia (Q_2), teniendo el primario (T_{1a}) un polo positivo conectado entre la inductancia del colector parásito (L_{c_alto}) del segundo conmutador electrónico de potencia (Q_2) y un colector del segundo conmutador electrónico de potencia (Q_2), teniendo también el transformador un secundario (T_{1b}) conectado en serie a la inductancia del emisor parásito (L_{E_alto}) del segundo conmutador electrónico de potencia (Q_2) y con un circuito de compensación (R_5 , R_6 , R_7 , D_4) de la segunda célula de conmutación, teniendo el secundario (T_{1b}) un polo negativo conectado entre una inductancia del colector parásito (L_{c_bajo}) del primer conmutador electrónico de potencia (Q_1) y un colector del primer conmutador electrónico de potencia (Q_1).

50 6. El convertidor de potencia de una cualquiera de las reivindicaciones 4 o 5, que comprende un conector grande (128, 132) que forma la unión del colector del primer conmutador electrónico de potencia (Q_1) y del emisor del segundo conmutador electrónico de potencia (Q_2), proporcionando el conector grande una inductancia de emisor parásito grande del segundo conmutador electrónico de potencia (Q_2) para limitar una sobretensión del segundo conmutador electrónico de potencia (Q_2).

60 7. El convertidor de potencia de la reivindicación 6, que comprende una placa de circuito que tiene almohadillas (116, 106) para montar el colector (106) del primer conmutador electrónico de potencia y el emisor (116) del segundo conmutador electrónico de potencia (Q_2), teniendo el conector grande (132) una sección transversal generalmente en forma de U que tiene tramos (130) conectadas a las almohadillas y una sección central que une los tramos (130).

65 8. El convertidor de potencia de una cualquiera de las reivindicaciones 4 a 7, compuesto por tres tramos, por lo que el convertidor de potencia es un convertidor de potencia trifásico.

9. La célula de conmutación (300) de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, que incluye un bucle de alta frecuencia

(36) que tiene una inductancia parásita de bucle de alta frecuencia a través de la cual se genera una tensión al apagar el conmutador electrónico de potencia (Q_1), incluyendo la inductancia parásita de bucle de alta frecuencia la inductancia del emisor parásito (30) del conmutador electrónico de potencia (Q_1).

- 5 10. La célula de conmutación (300) de la reivindicación 3, en la que la muestra de la tensión (V_{L_e}) aplicado al controlador de puerta (40) con el segundo valor de ganancia reduce una corriente de recuperación en el diodo de rueda libre (D_2) de la célula de conmutación (300).

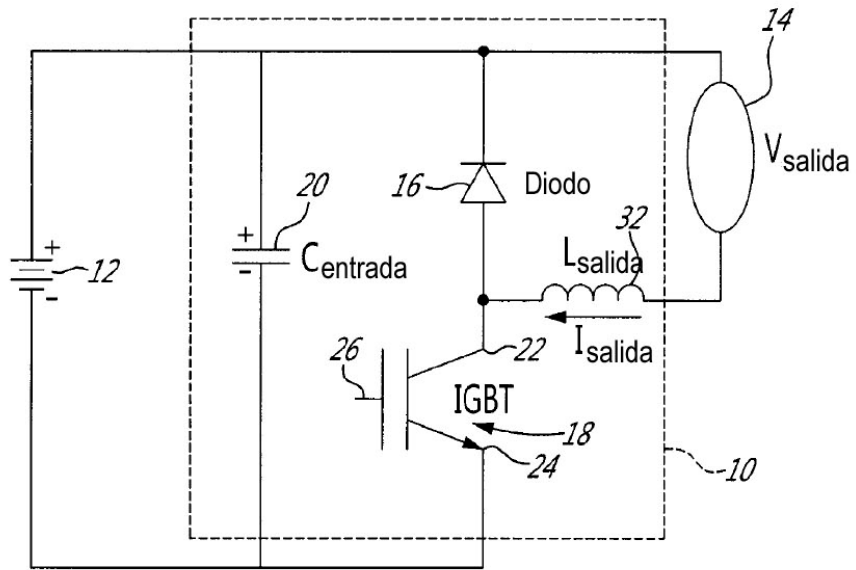


FIG. 1

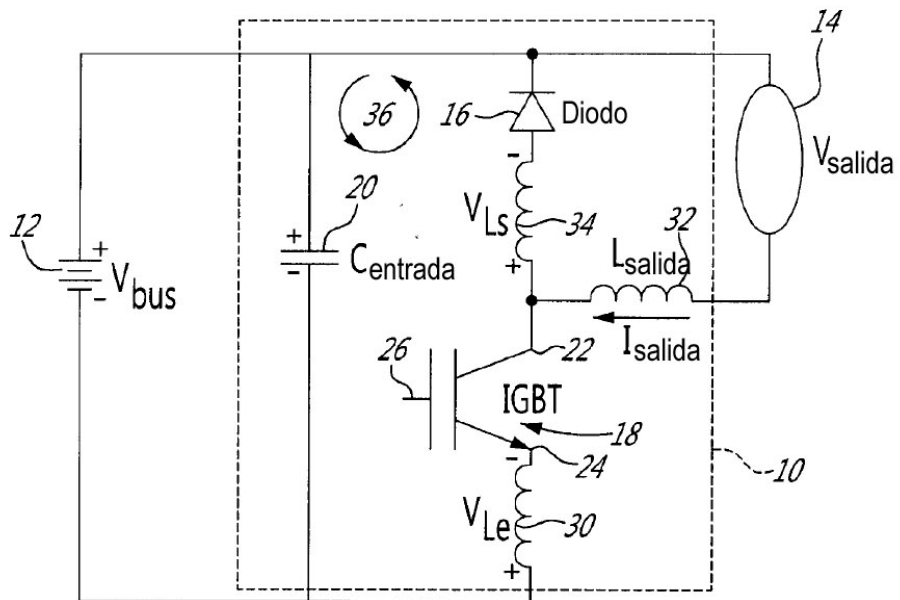


FIG. 2

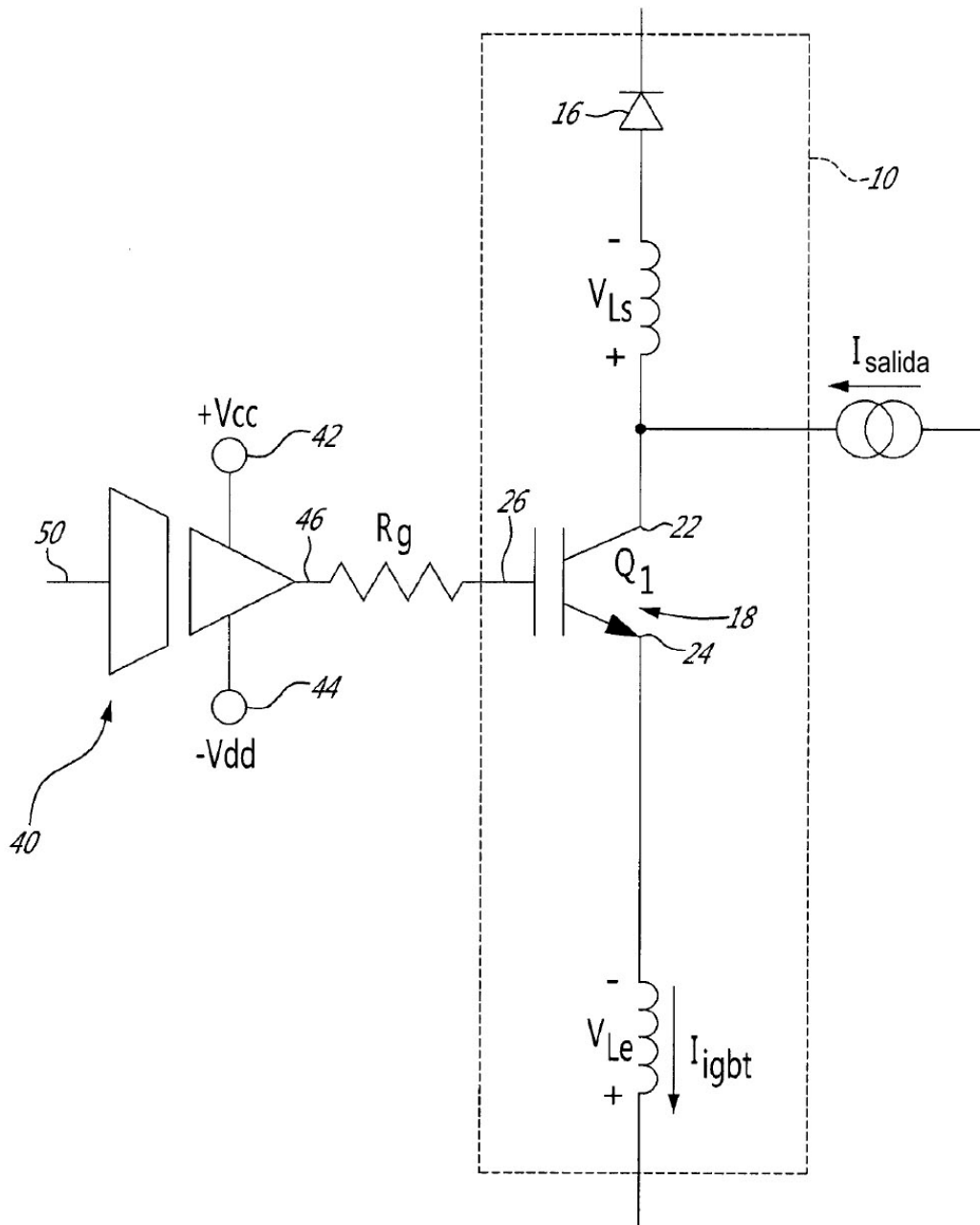


FIG. 3

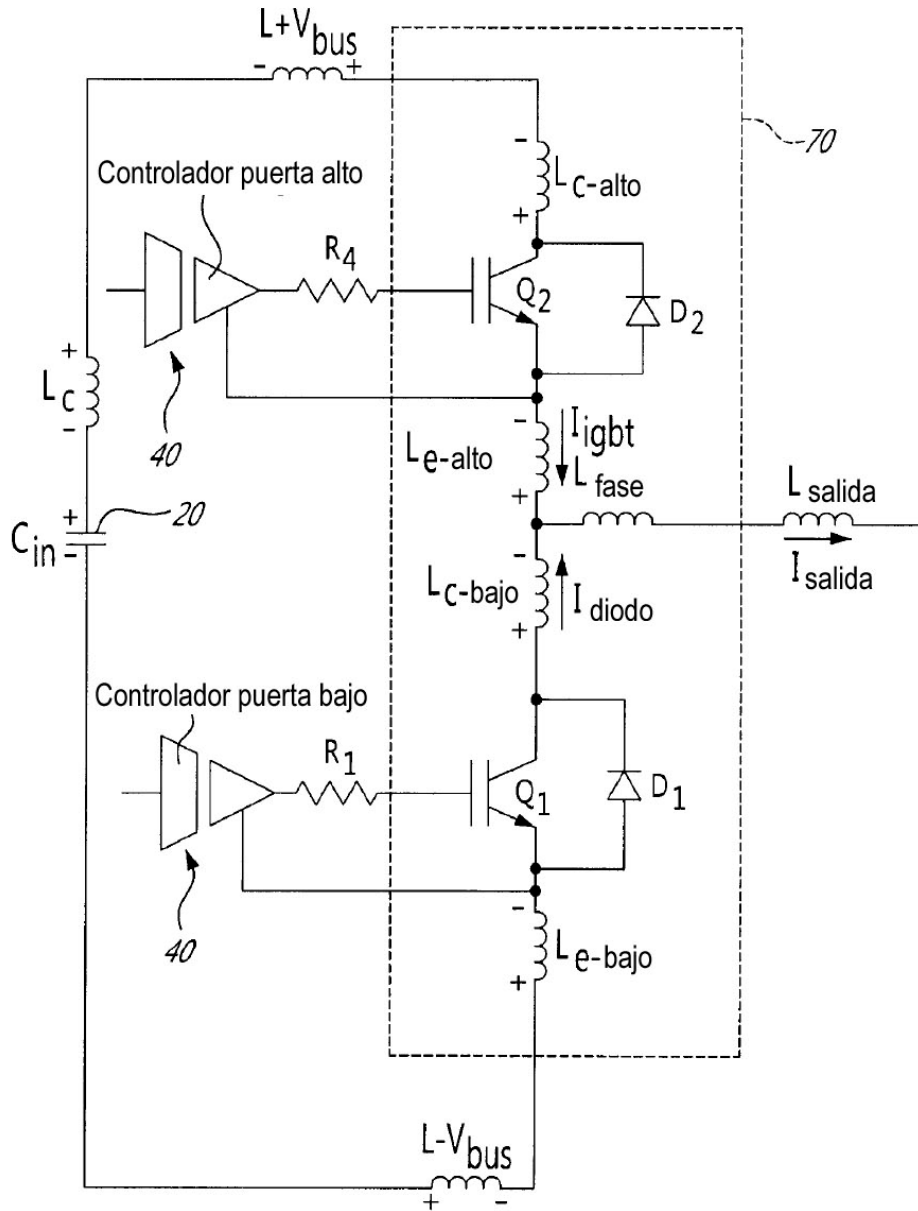
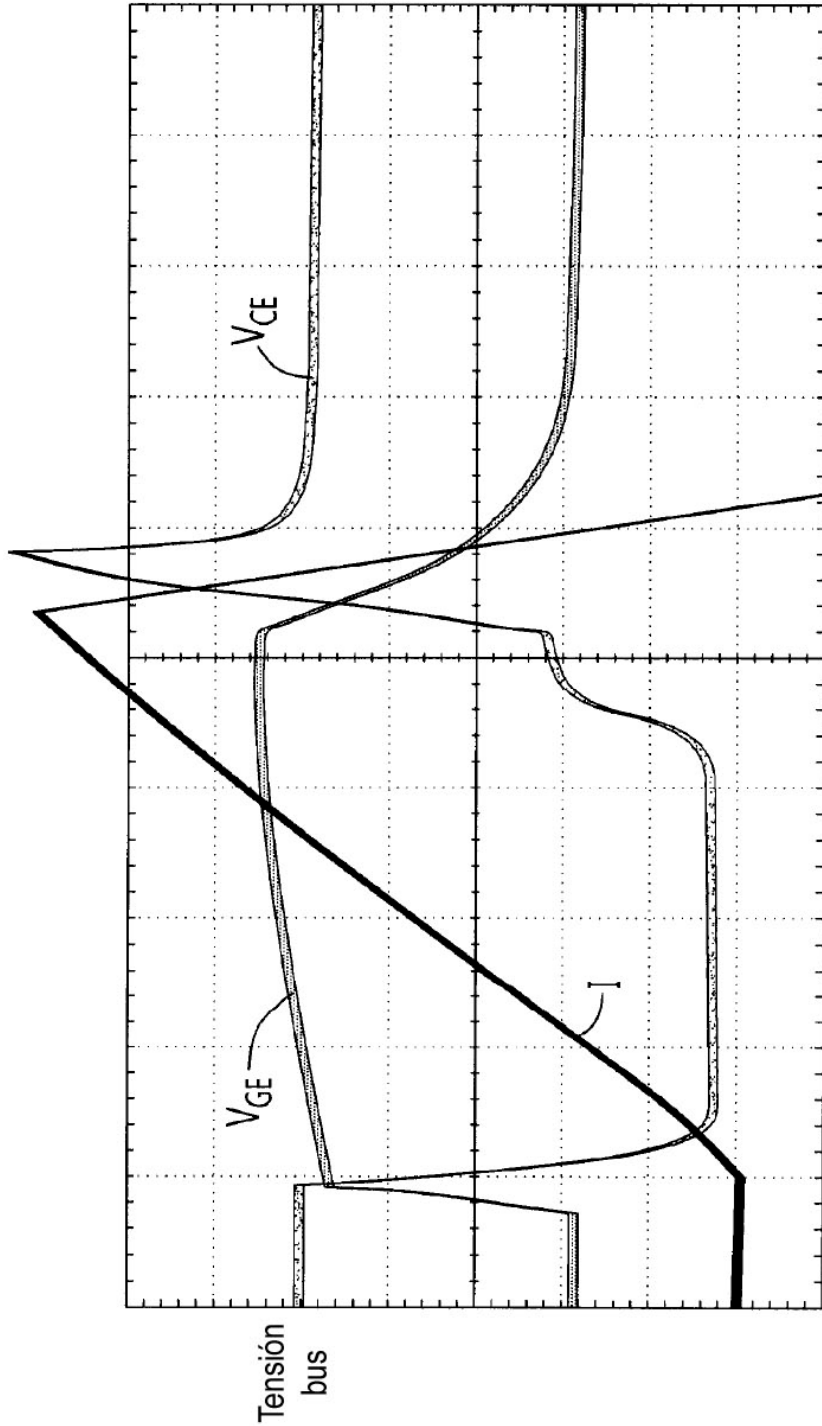
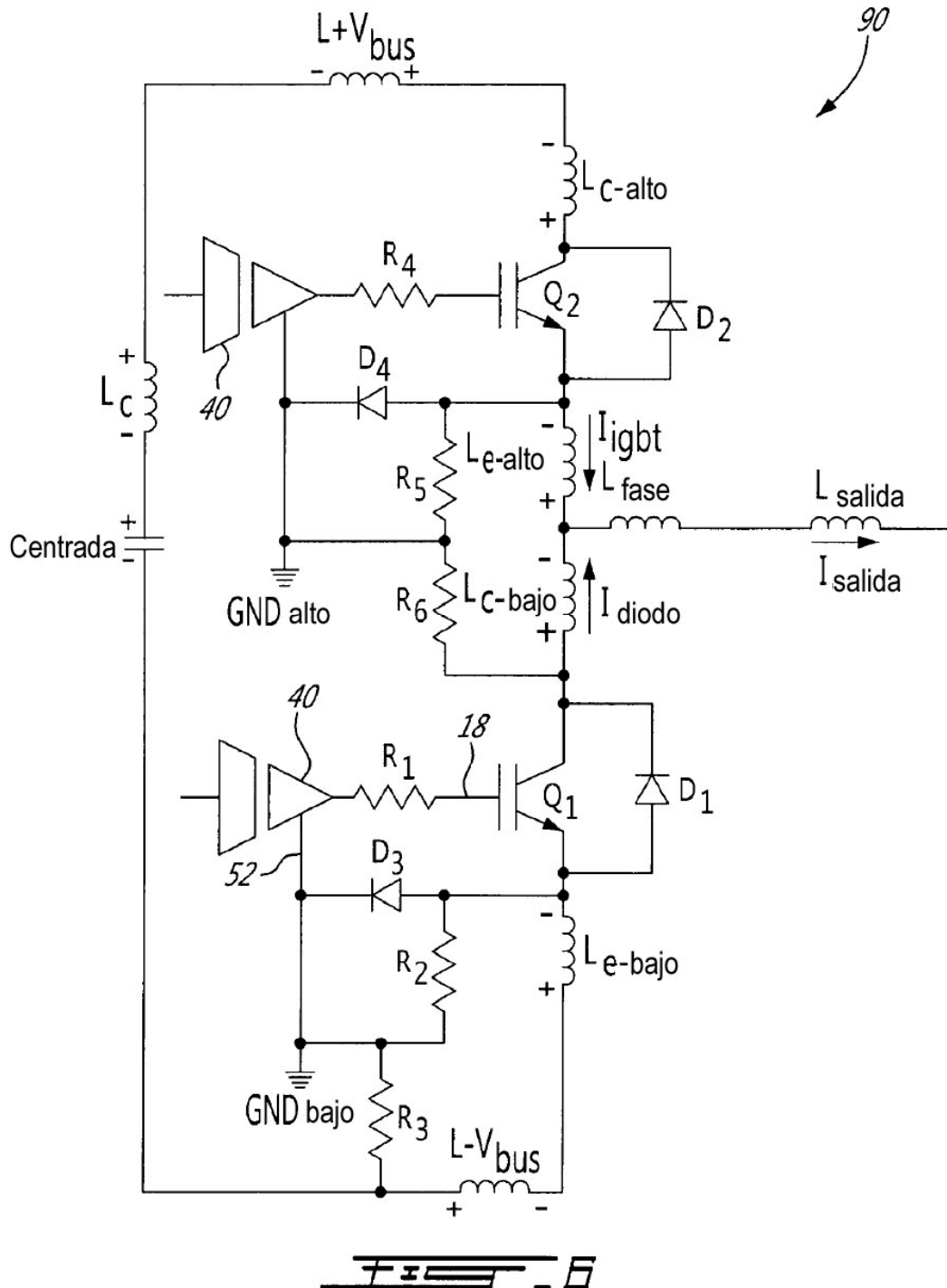


FIG. 4



FEES



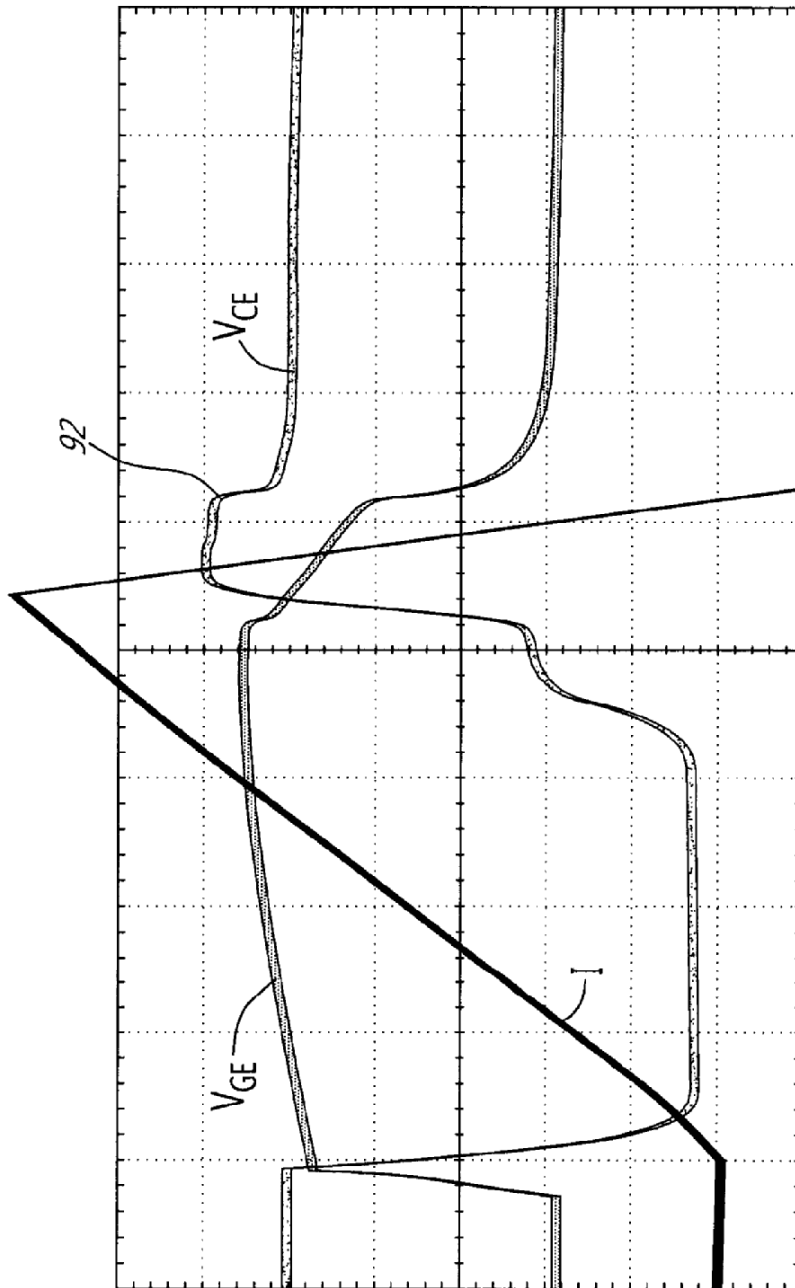
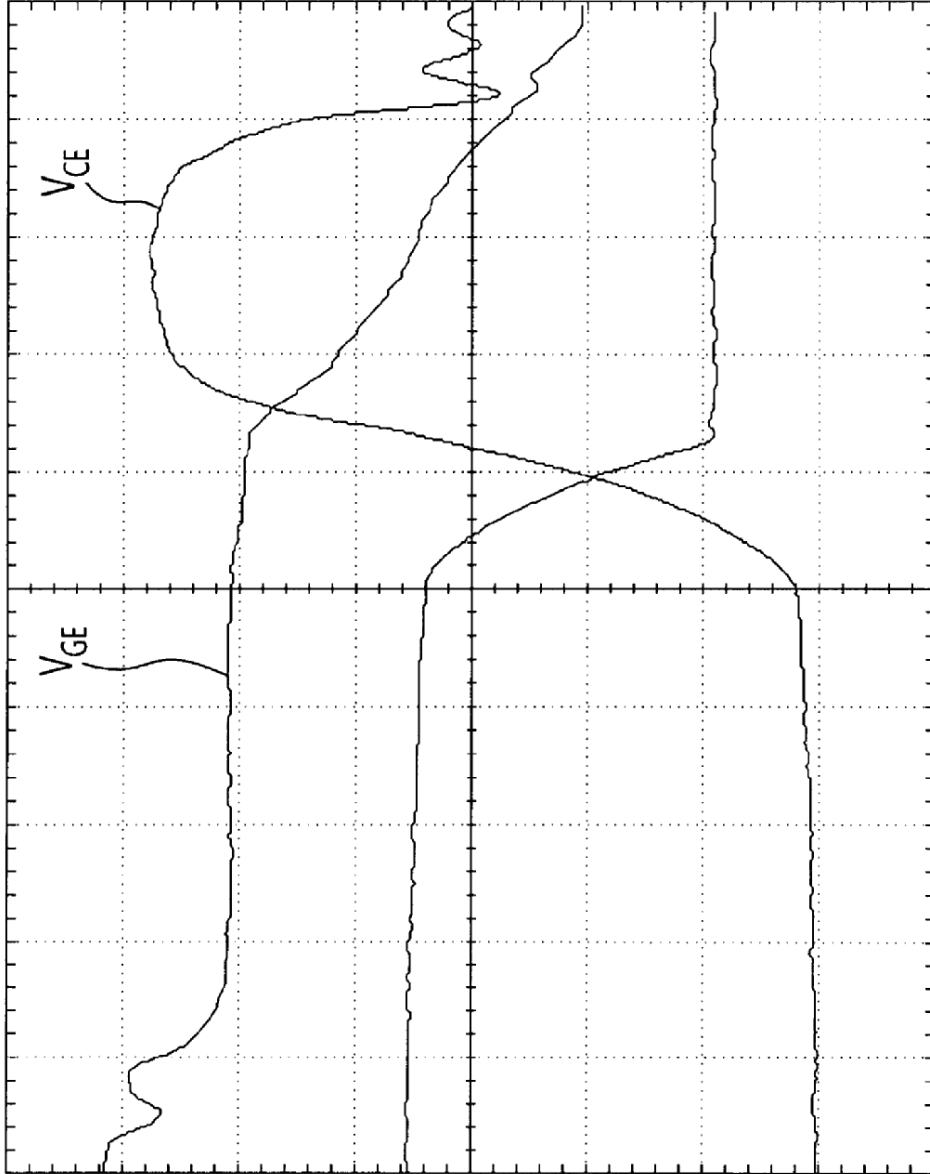
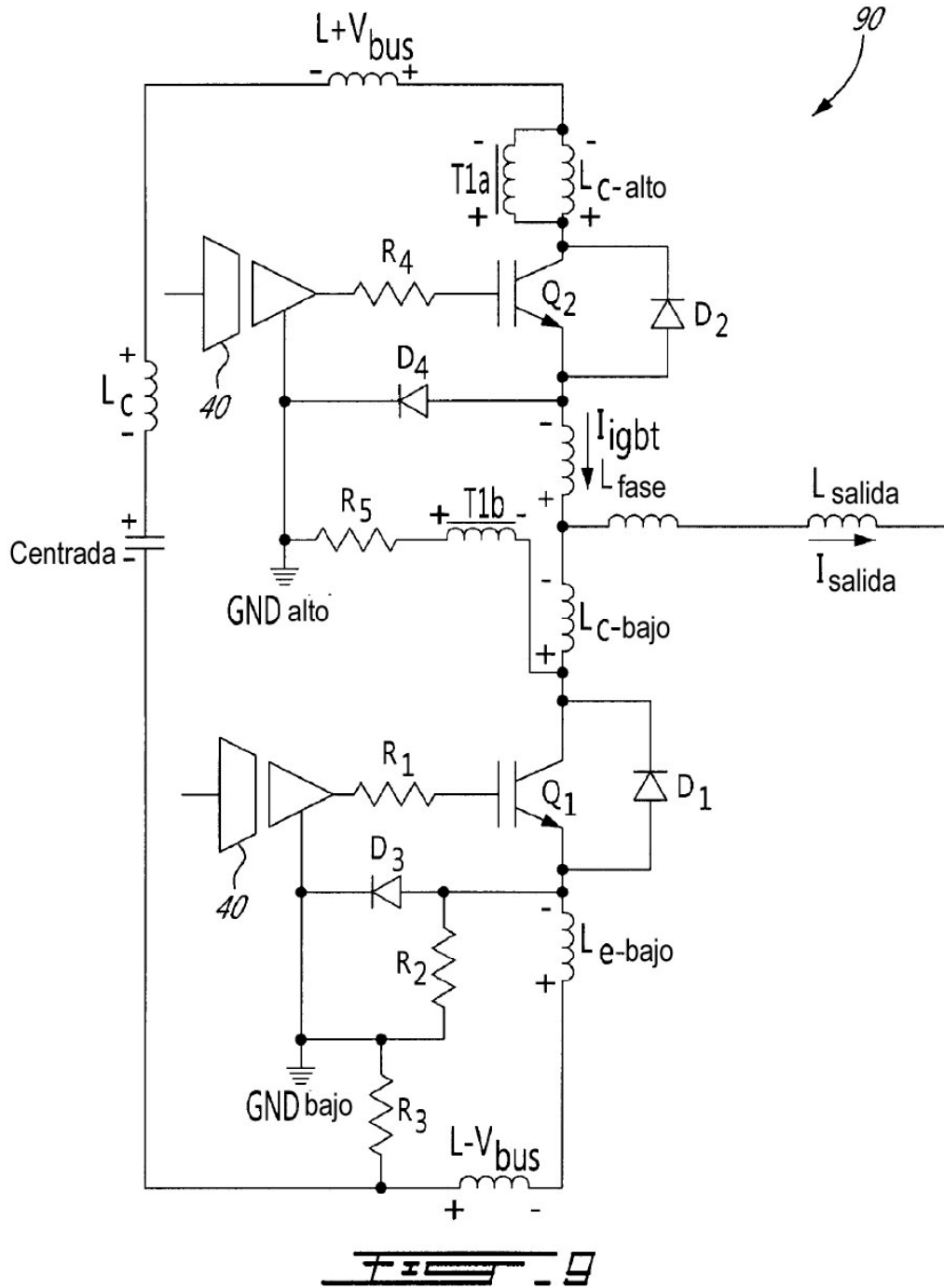


FIG. 7



— — — — —



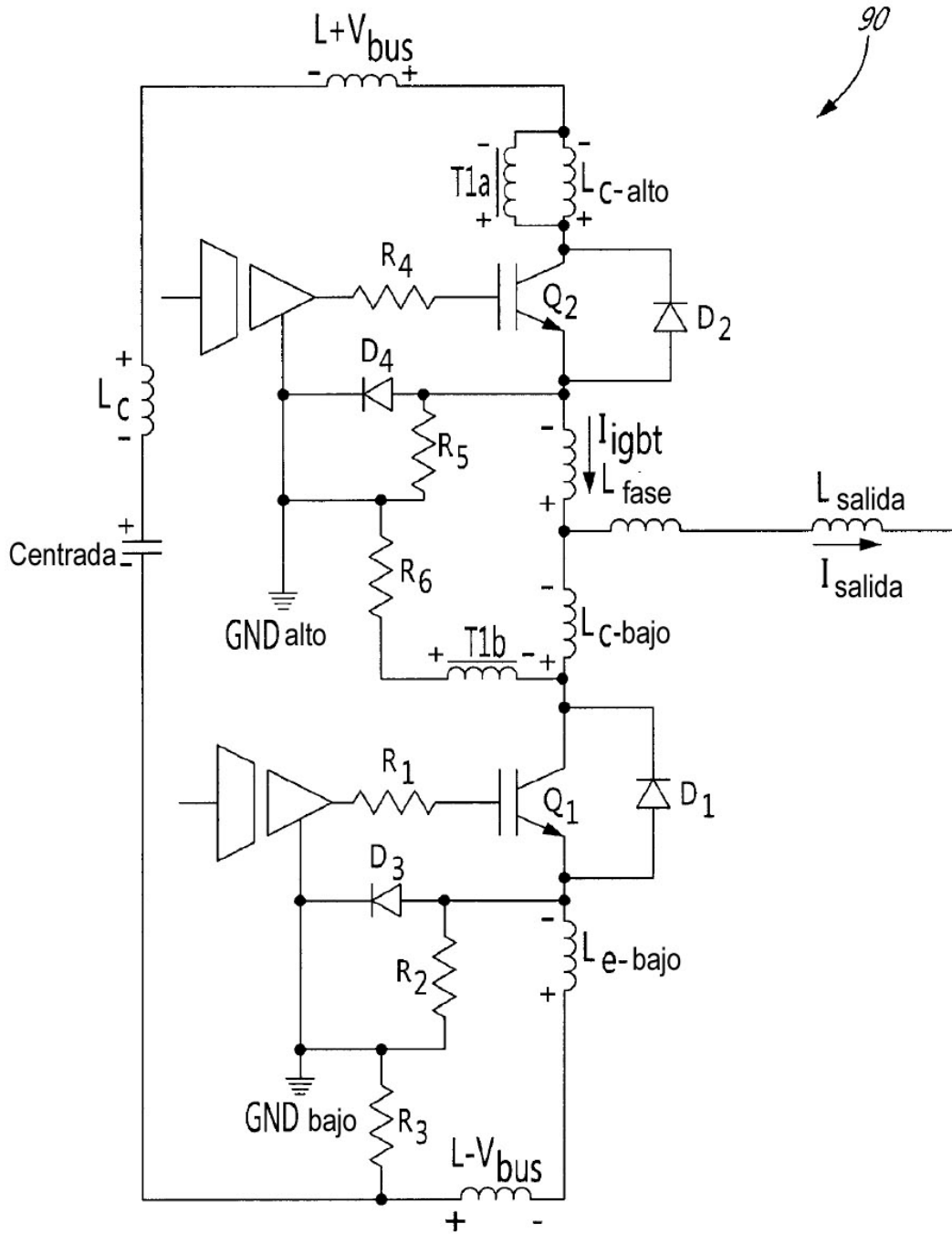
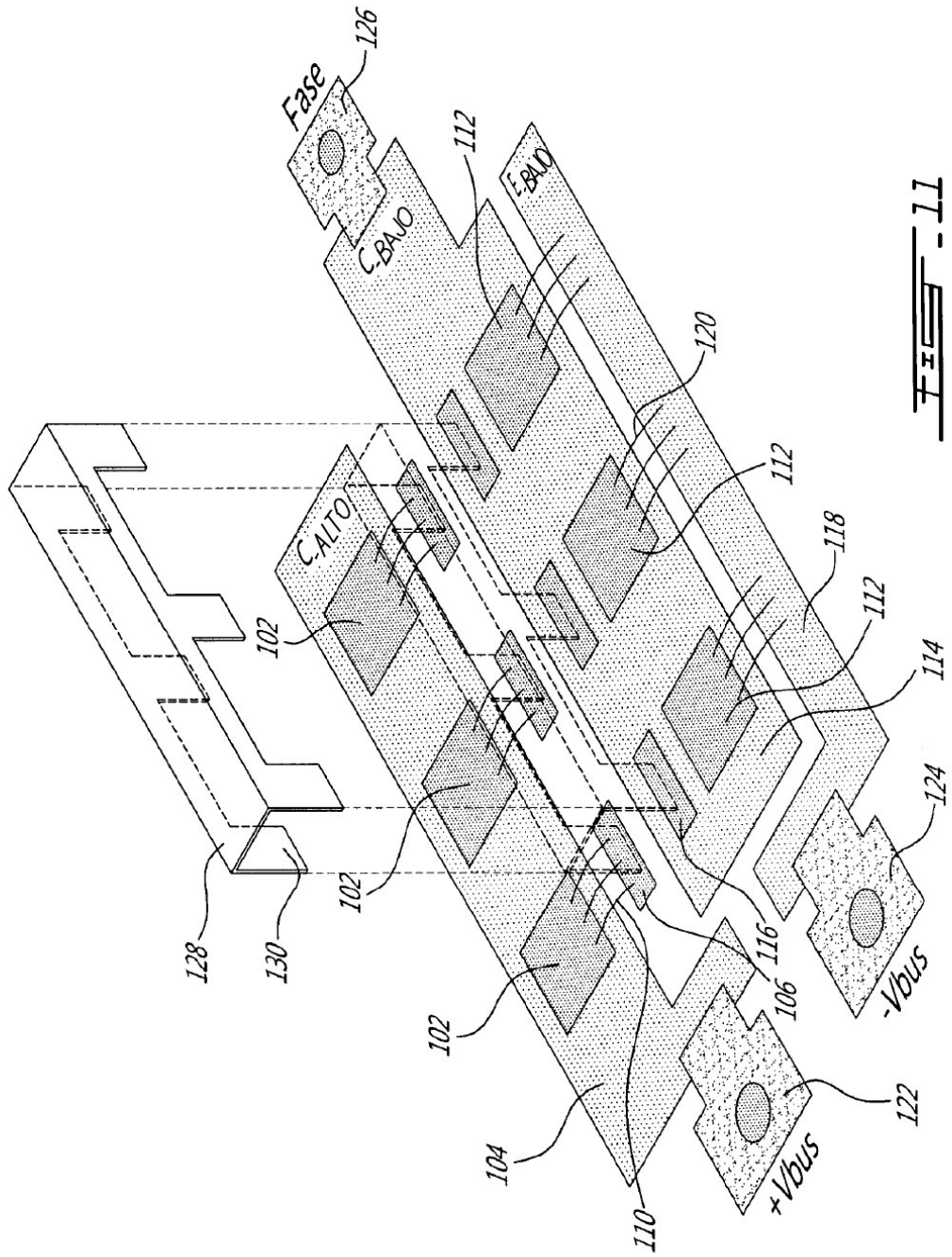


FIG - 10



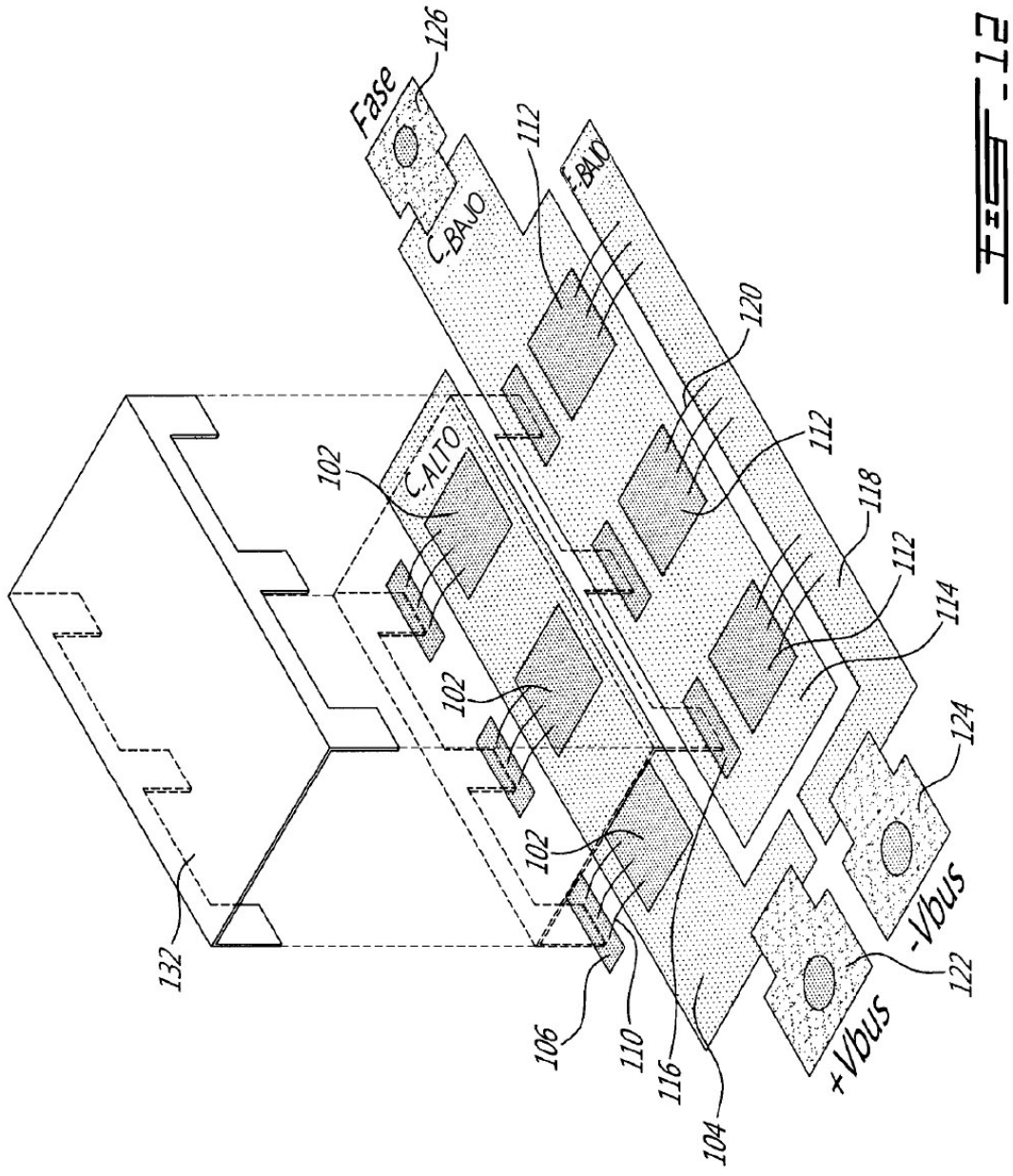


Fig. 12

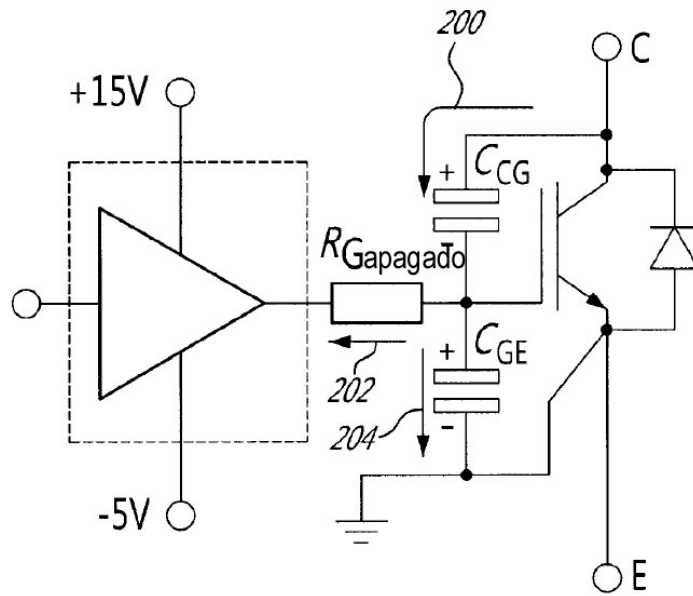


FIG. 13

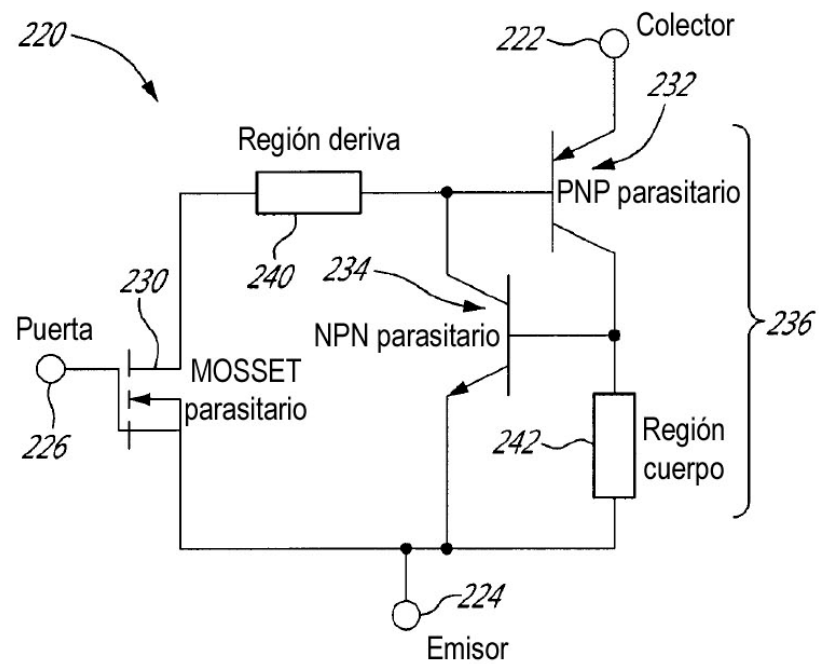


FIG. 14

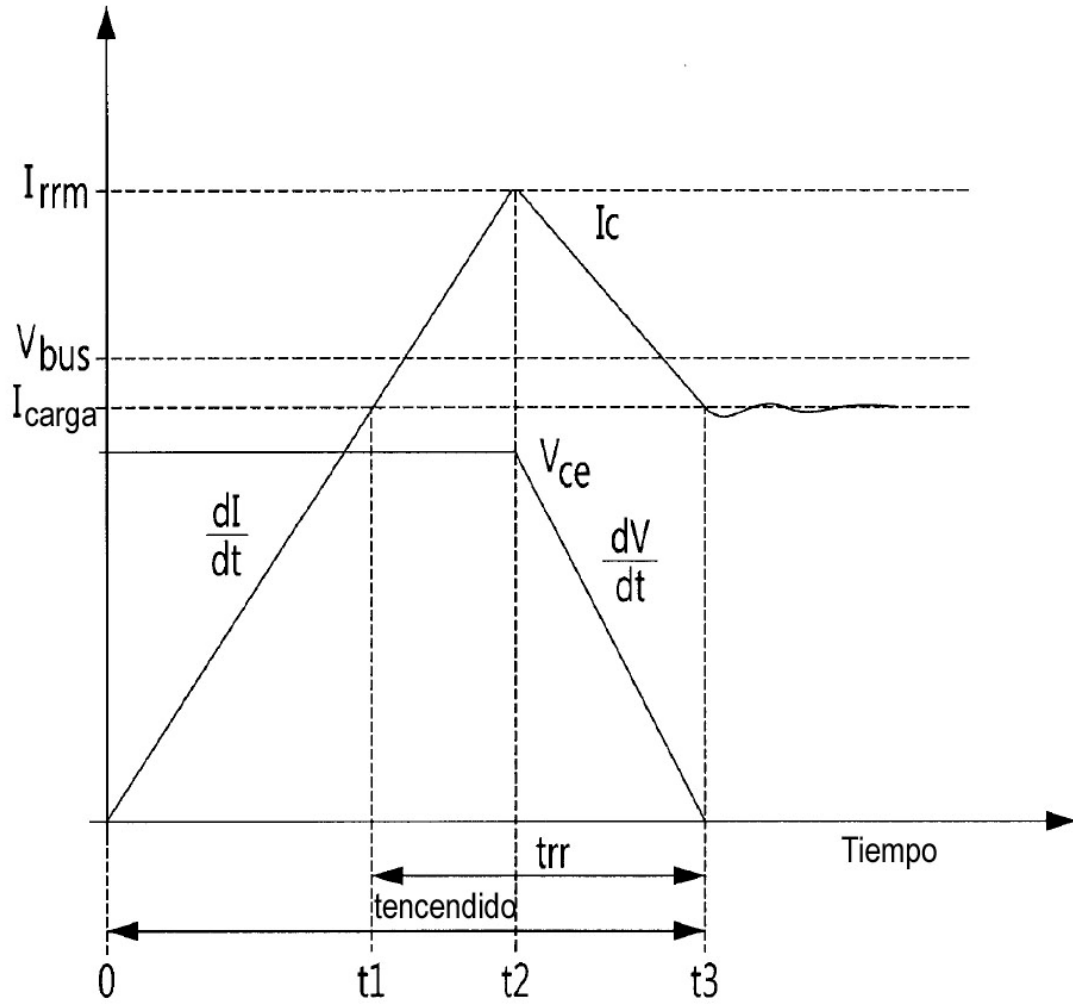


Fig. 15

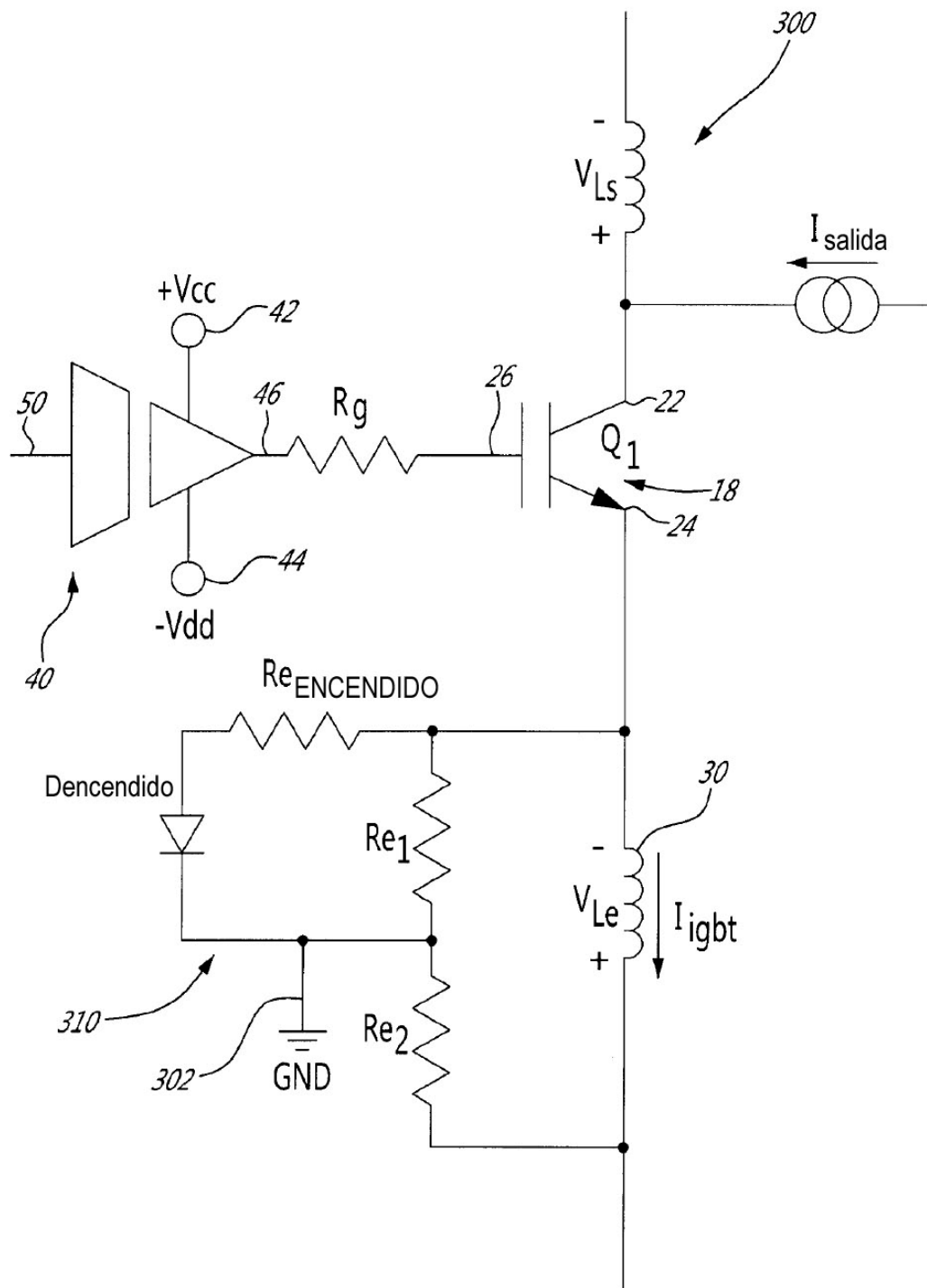


FIG. 16

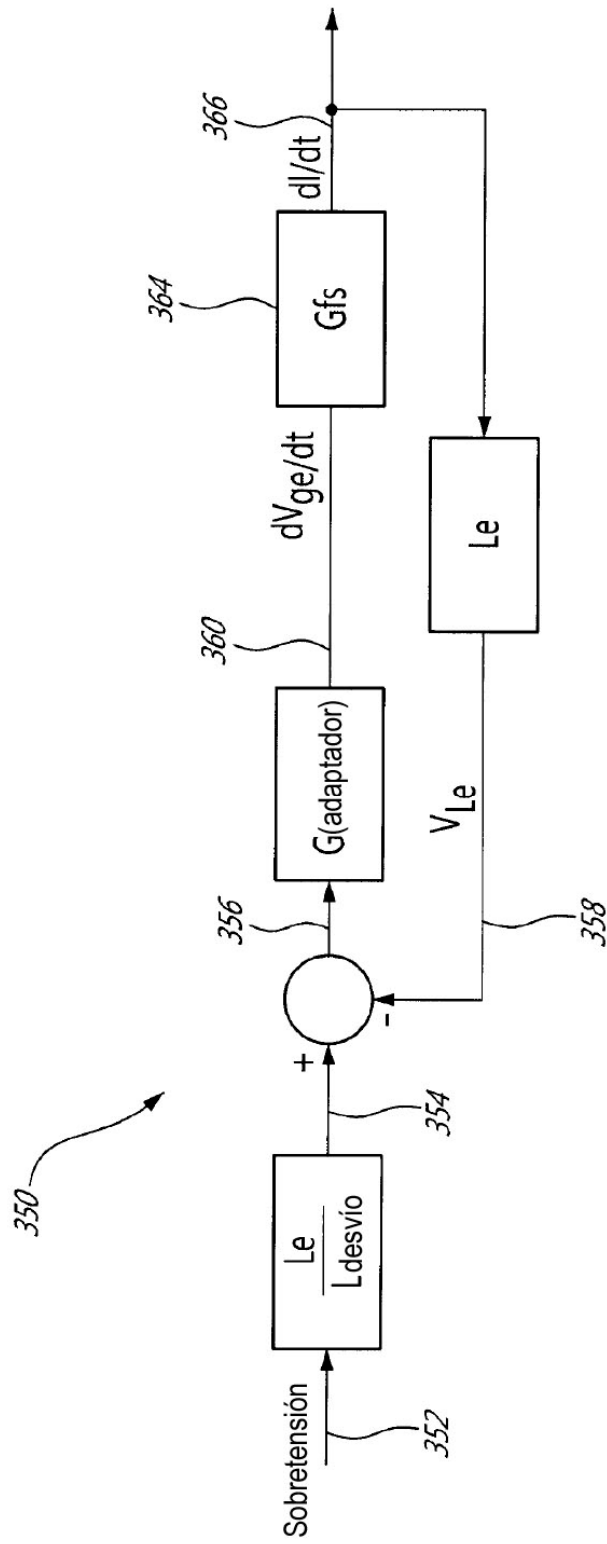
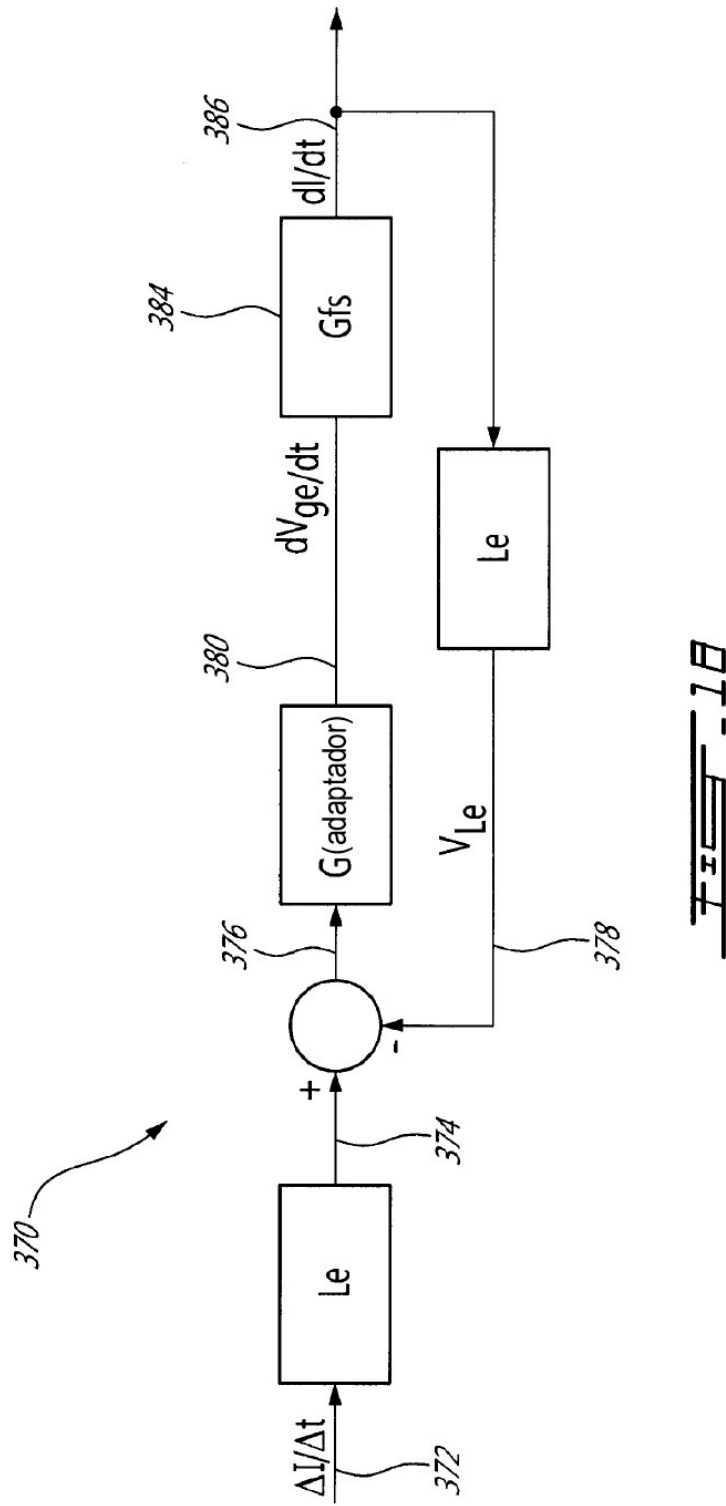


FIG. 17



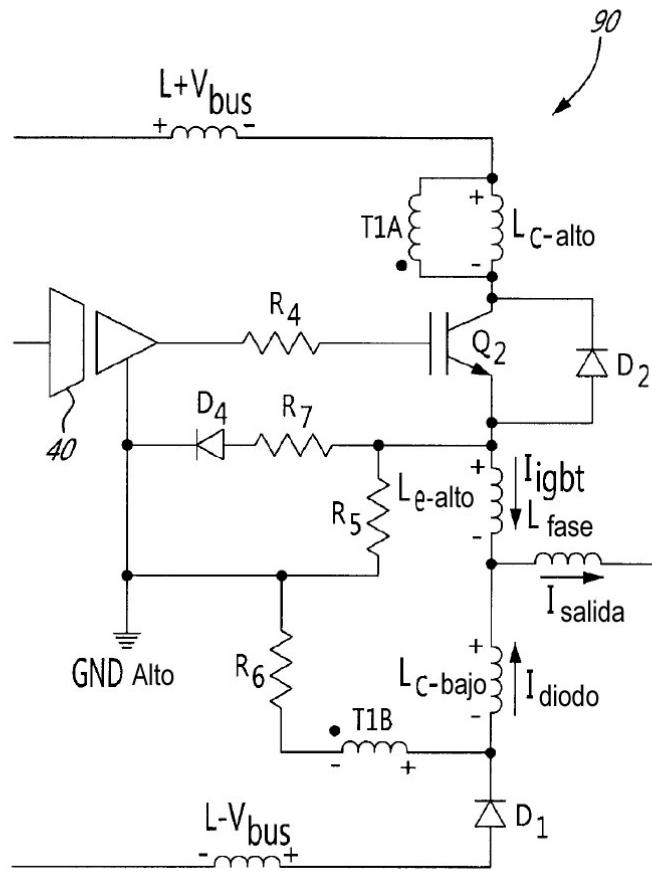
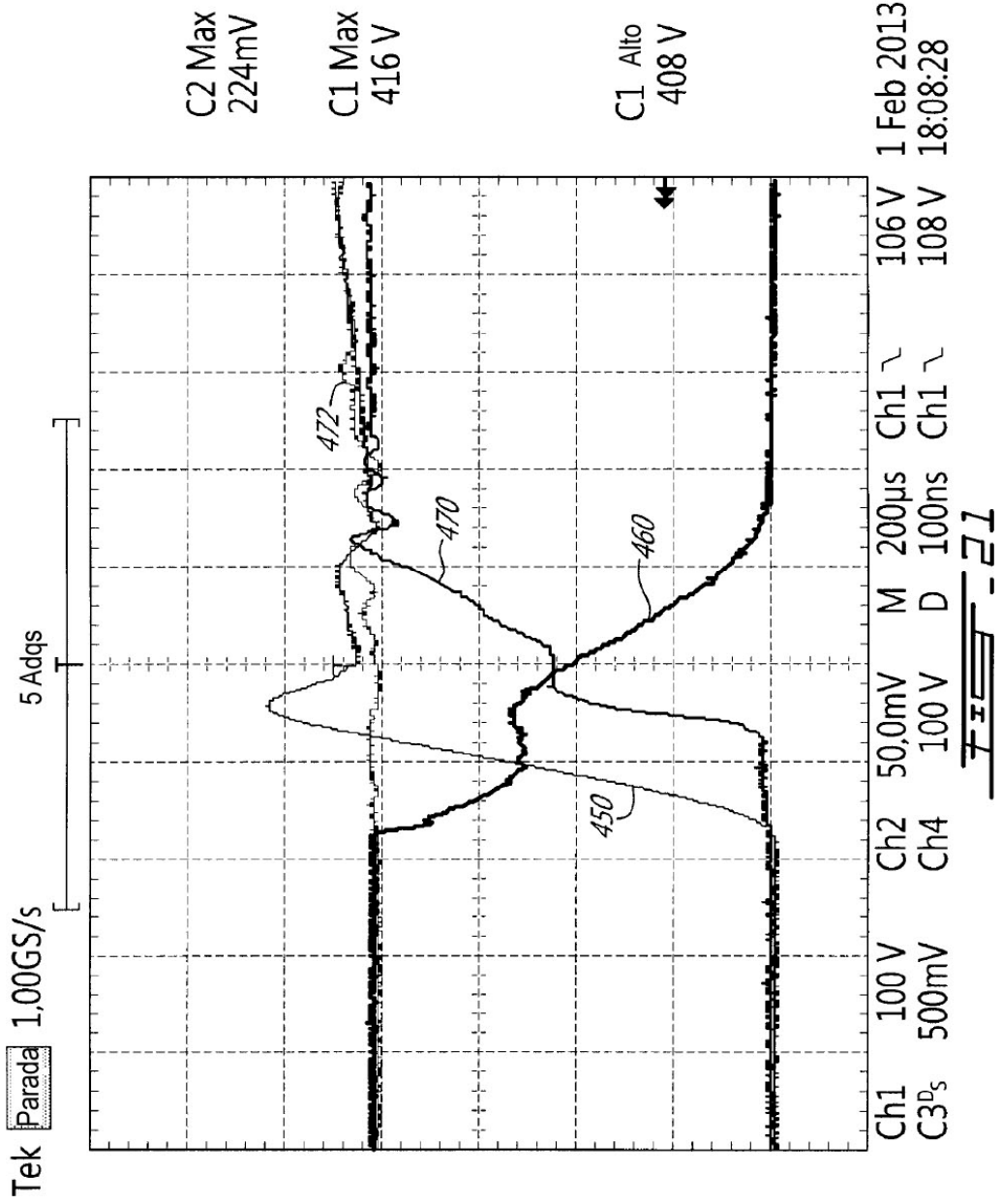


Fig. 19



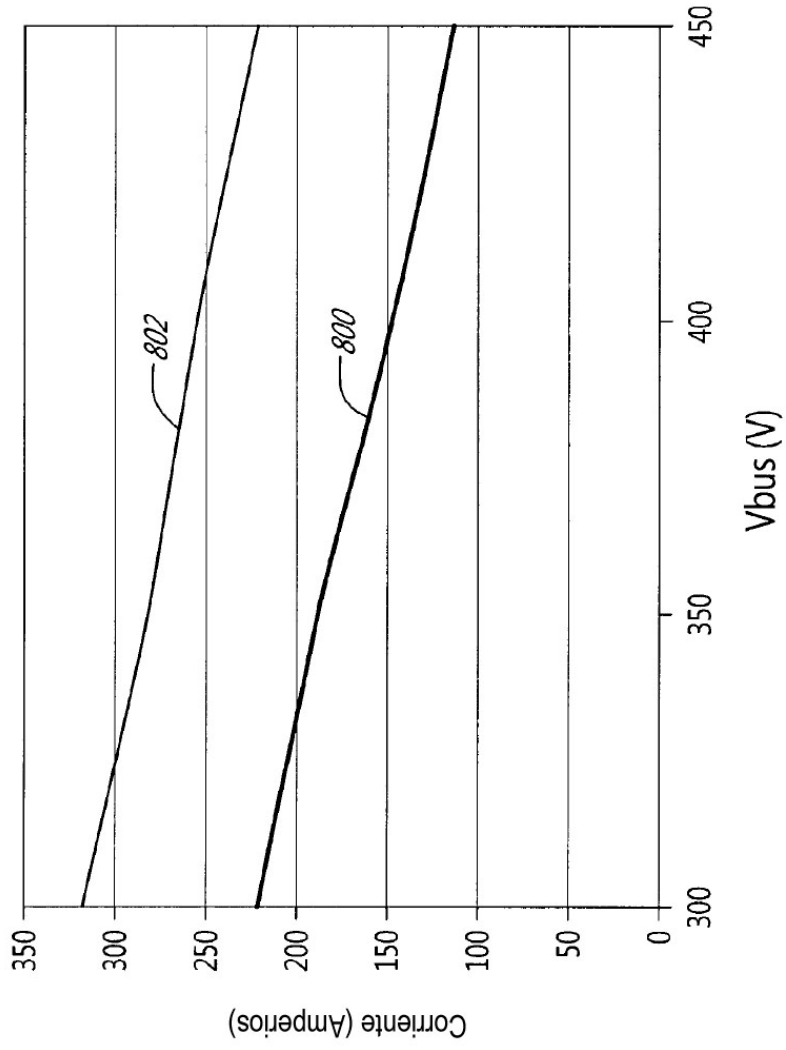


Fig. 22

