

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 654 287**

51 Int. Cl.:

H03K 17/082 (2006.01)

H02H 3/093 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.11.2014 E 14193934 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **18.10.2017 EP 2876813**

54 Título: **Compensación de fallos adaptativo basado en la temperatura del transistor de potencia**

30 Prioridad:

26.11.2013 US 201361908992 P

20.10.2014 US 201414518311

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

13.02.2018

73 Titular/es:

THOMAS & BETTS INTERNATIONAL, LLC

(100.0%)

501 Silverside Road, Suite 67

Wilmington, DE 19809, US

72 Inventor/es:

WALRAVEN, JUSTIN y

PFITZER, HANS-ERIK

74 Agente/Representante:

IZQUIERDO BLANCO, María Alicia

ES 2 654 287 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).

Compensación de fallos adaptativo basado en la temperatura del transistor de potencia

Descripción

5 ANTECEDENTES

Los sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI) proporcionar alimentación de reserva a varios tipos de sistemas cuando hay un fallo en la fuente de alimentación de servicio para suministrar alimentación. En el caso de un fallo de la fuente de alimentación de servicio, el SAI identifica el fallo, y cambia a una fuente de alimentación de reserva alternativa. La fuente de alimentación de reserva incluye una batería, conversor de volante, u otros tipos de dispositivos de almacenamiento de energía.

La US5394287 (A) describe un dispositivo de protección contra sobrecarga de corriente par un dispositivo de alimentación en el que se proporciona un dispositivo de detección térmica en las proximidades de un transistor bipolar de puerta aislada (IGBT), se proporciona voltajes de referencia para entradas negativas de comparadores como una función de una señal de detección de temperatura. Un terminal de detección del IGBT está conectado a las entradas positivas de los comparadores en común. Una señal de salida del comparador y señales de salida de los circuitos de evaluación de señales que han recibido las señales de salida se aplican a la entrada de una puerta NOR para el control de encendido/apagado del IGBT. Los circuitos de evaluación de señales producen normalmente una señal de evaluación de nivel L y producen una señal de evaluación de nivel H cuando la señal de entrada está en el nivel H de periodos de tiempo que no son más cortos que las duraciones permisibles, respectivamente. Esto proporcionar un dispositivo protector contra sobrecargas de corriente para un dispositivo de alimentación que realiza operación protectora contra sobrecargas de corriente adaptado para un área de funcionamiento seguro práctica del dispositivo de alimentación.

25 **SUMARIO DE LA INVENCION**

En un aspecto de la invención, se proporciona un método que comprende recibir un ajuste de tiempo sobrecarga especificado por el usuario o un ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario asociados con un dispositivo de protección conectado en serie con una carga; medir una corriente a través de un transistor de potencia o un tiempo de sobrecarga asociado con la corriente, en donde el transistor de potencia suministra la corriente a la carga y el dispositivo de protección; medir una temperatura de un componente asociado con el transistor de potencia; y apagar selectivamente el transistor de potencia en base a la temperatura medida, la corriente medida a través del transistor de potencia, y el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario o basado en la temperatura medida. le tiempo de sobrecarga medido, y el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario.

El tiempo de sobrecarga especificado por el usuario y el amperaje de sobrecarga especificado por el usuario comprenden valores personalizables establecidos por un usuario. El transistor de potencia puede ser un componente de un inversor en un sistema de alimentación ininterrumpida (SAI). El transistor de potencia puede comprender un transistor bipolar de puerta aislada (IGBT), un transistor de efecto de campo metal óxido semiconductor (MOSFET), o un transistor de efecto de campo de puerta de unión (JFET). El componente asociado con el transistor de potencia puede comprender una placa base del módulo que incluye el transistor de potencia, en donde la placa base está acoplada a un disipador de calor a través de un material conductor de calor.

El método puede comprender además recibir el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario asociado con el dispositivo de protección conectado en serie con la carga; determinar, en base a la temperatura medida, la corriente medida a través del transistor de potencia, y el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario, una corriente de sobrecarga del transistor de potencia máxima. Apagar selectivamente el transistor de potencia puede comprender apagar selectivamente el transistor de potencia cuando la corriente medida a través del transistor de potencia iguala o excede la corriente de sobrecarga del transistor de potencia máxima determinada.

El método puede comprender además recibir el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario asociado con el dispositivo de protección conectado en serie con la carga; determinar, en base a la temperatura medida, la corriente medida a través del transistor de potencia, y el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario, un tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo. Apagar selectivamente el transistor de potencia puede comprender apagar selectivamente el transistor de potencia cuando el tiempo de sobrecarga medido iguala o excede el tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo determinado.

En un segundo aspecto de la invención, se proporciona un sistema que comprende una unidad de medición de corriente configurada para medir corriente a través de un transistor de potencia; un temporizador de sobrecarga configurado para medir un tiempo de sobrecarga asociado con la corriente medida; y una unidad de procesamiento. La unidad de procesamiento está configurada para recibir un ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario o un ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario asociados con un dispositivo de protección conectado en serie con una carga, en donde el transistor de potencia suministra la corriente a la carga,

recibe una medición de temperatura de un componente asociado con el transistor de potencia, y apaga selectivamente el transistor de potencia en base a la temperatura medida, la corriente medida a través del transistor de potencia, y el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario, o en base a la temperatura medida, el tiempo de sobrecarga medido, y el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario.

5 El tiempo de sobrecarga especificado por el usuario y el amperaje de sobrecarga especificado por el usuario pueden comprender valores personalizables establecidos por un usuario. El sistema puede ser un sistema de alimentación ininterrumpida (SAI) y el transistor de potencia puede ser un componente de un inversor en el sistema SAI.

10 El transistor de potencia puede comprender un transistor bipolar de puerta aislada (IGBT), un transistor de efecto de campo metal óxido semiconductor (MOSFET), o un transistor de efecto de campo de puerta de unión (JFET).

15 El componente asociado con el transistor de potencia puede comprender una placa base de un módulo que incluye el transistor de potencia, y la placa base puede estar acoplada a un disipador de calor a través de un material conductor de calor.

20 La unidad de procesamiento puede estar configurada además para recibir el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario asociado con el dispositivo de protección conectado en serie con la carga; determinar, en base a la temperatura medida, la corriente medida a través del transistor de potencia, y el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario, una corriente de sobrecarga del transistor de potencia máxima, en donde, cuando se apaga selectivamente el transistor de potencia, la unidad de procesamiento está configurada para apagar selectivamente el transistor de potencia cuando la corriente medida a través del transistor de potencia iguala o excede la corriente de sobrecarga del transistor de potencia máxima.

25 La unidad de procesamiento puede estar además configurada para recibir el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario asociado con el dispositivo de protección conectado en serie con la carga, determinar, en base a la temperatura medida, la corriente medida a través del transistor de potencia, y el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario, un tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo, en donde, cuando se apaga selectivamente el transistor de potencia, la unidad de procesamiento está configurada para apagar selectivamente el transistor de potencia cuando el tiempo de sobrecarga medido iguala o excede el tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo determinado.

35 En un tercer aspecto de la invención se proporciona un medio legible por ordenador no transitorio que contiene instrucciones ejecutables por al menos un procesador, el medio legible por ordenador comprendiendo una o más instrucciones para recibir un ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario o un ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario asociados con un dispositivo de protección conectado en serie con una carga; una o más instrucciones para recibir una medición de corriente a través del transistor de potencia o para recibir una medición de tiempo de sobrecarga asociada con la corriente, en donde el transistor de potencia suministra la corriente a la carga y el dispositivo de protección; una o más instrucciones para recibir una medición de temperatura de un componente asociado con el transistor de potencia; y una o más instrucciones para apagar selectivamente el transistor de potencia en base a la temperatura medida, la corriente medida a través del transistor de potencia, y el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario o en base a la temperatura medida, el tiempo de sobrecarga medido, y el tiempo de sobrecarga especificado por el usuario.

40 El tiempo de sobrecarga especificado por el usuario y el amperaje de sobrecarga especificado por el usuario pueden comprender valores personalizables establecidos por un usuario. El transistor de potencia puede ser un componente de un inversor en un sistema de alimentación ininterrumpida (SAI).

50 El transistor de potencia puede comprender un transistor bipolar de puerta aislada (IGBT), un transistor de efecto de campo metal óxido semiconductor (MOSFET), o un transistor de efecto de campo de puerta de unión (JFET).

55 El componente asociado con el transistor de potencia puede comprender una placa base de un módulo que incluye el transistor de potencia, en donde la placa base está acoplada con un disipador de calor a través de un material conductor de calor.

60 El medio legible por ordenador no transitorio puede comprender además una o más instrucciones para recibir el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario asociado con el dispositivo de protección conectado en serie con la carga; una o más instrucciones para determinar, en base a la temperatura medida, la corriente medida a través del transistor de potencia, y el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario, una corriente de sobrecarga del transistor de potencia máxima; una o más instrucciones para determinar, en base a la temperatura medida, la corriente medida a través del transistor de potencia, y el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario, una corriente de sobrecarga del transistor de potencia máxima; en donde la una o más

65

instrucciones para apagar selectivamente el transistor de potencia comprende una o más instrucciones para apagar selectivamente el transistor de potencia cuando la corriente medida a través del transistor de potencia iguala o excede la corriente de sobrecarga del transistor de potencia máxima.

5 El medio legible por ordenador no transitorio puede comprender además una o más instrucciones para recibir el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario asociado con el dispositivo de protección conectado en serie con la carga; una o más instrucciones para determinar, en base a la temperatura medida, la corriente medida a través del transistor de potencia, y el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario, un tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo; en donde la una o más instrucciones para
10 apagar selectivamente el transistor de potencia comprende una o más instrucciones para apagar selectivamente el transistor de potencia cuando el tiempo de sobrecarga medido iguala o excede el tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo.

BREVE DESCRIPCION DE LOS DIBUJOS

15 La FIG. 1 es un diagrama que ilustra un sistema de alimentación ininterrumpida (SAI) ejemplar que puede usarse para alimentar una carga en lugar de la fuente de alimentación de servicio;
La FIG. 2 representa componentes del inversor del sistema SAI de la FIG. 1 de acuerdo con una realización ejemplar;
20 La FIG. 3 ilustra componentes de la unidad de control de la FIG. 1 de acuerdo con una realización ejemplar;
La FIG. 4 ilustra detalles ejemplares de una parte de un paquete de semiconductores que incluye un módulo de transistor bipolar de puerta aislada (IGBT) formado sobre un disipador de calor, con una capa de interfaz interviniente;
25 La FIG. 5 es un diagrama de flujo que ilustra un proceso ejemplar para determinar la forma de un paso en la transferencia de calor como una función de la corriente inicial y un salto en la corriente ($q_{paso}(I_{inicial}+\Delta I)$);
La FIG. 6 es un diagrama que representa un gráfico de pérdidas simuladas frente a corriente para un IGBT asumiendo un voltaje de enlace de 120V CC y una temperatura del disipador de calor de 50° C;
La FIG. 7 es un diagrama que representa un gráfico de pérdidas simuladas frente a corriente para un IGBT asumiendo un voltaje de enlace de 240V CC y una temperatura del disipador de calor de 50° C;
30 La FIG. 8 es un diagrama de flujo que ilustra un proceso ejemplar para determinar la forma de un salto instantáneo en la temperatura de un IGBT como una función de la corriente del IGBT inicial y un salto en la corriente del IGBT, usando un método estocástico;
La FIG. 9 es un diagrama que representa gráficos de saltos de temperatura del IGBT frente a saltos en la corriente para varias corrientes del IGBT iniciales diferentes;
35 La FIG. 10 es un diagrama que representa gráficos de los coeficientes c_1 y c_2 de la FIG. 9 como una función de la corriente del IGBT inicial;
La FIG. 11 es un diagrama de flujo que ilustra un proceso ejemplar para determinar valores de alfa (α) y beta (β) de las Ecs. (20), (21) y/o (22) siguientes;
La FIG. 12 es un diagrama que representa un gráfico de la temperatura del IGBT frente al tiempo en base a un paso de carga de 600A, una temperatura del disipador de calor de 50 grados Celsius, y un voltaje de enlace de CC de 120 V;
40 La FIG. 13 es un diagrama que representa el gráfico de la temperatura del IGBT frente al tiempo de la FIG. 12 con una resolución expandida del intervalo de tiempo en el eje de tiempo;
Las FIGS. 14A y 14B son diagramas de flujo que ilustran un proceso ejemplar para apagar selectivamente los IGBTs del inversor de la FIG. 2 en base a la corriente del IGBT medida, la temperatura del IGBT medida, el tiempo de sobrecarga medido y usando valores determinados para $q_{paso}(I_{inicial}+\Delta I)$, $\Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I)$, a y β ; y
45 Las FIGS. 15 y 16 representan gráficos del tiempo de sobrecarga del IGBT frente al salto de corriente del IGBT.

DESCRIPCION DETALLADA DE LAS REALIZACIONES PREFERIDAS

50 La siguiente descripción detallada se refiere a los dibujos acompañantes. Los mismos números de referencia en diferentes dibujos pueden identificar los mismos elementos o similares. La siguiente descripción detallada no limita la invención.

55 Los inversores usados en sistemas SAI usan típicamente una combinación fija de tiempo y nivel de amperaje para definir la capacidad de compensación de fallos. Un fallo se define como una impedancia muy baja en un bus de distribución eléctrica que provoca que el inversor limite el amperaje y, por lo tanto, pierda regulación de voltaje. Tras la aparición de un fallo, el inversor abre un dispositivo de protección como un fusible o interruptor automático. Los mecanismos de compensación de fallos pueden considerar las condiciones de funcionamiento nominal en el peor caso y extrapolar el aumento de temperatura de un dispositivo semiconductor de tal manera que no exceda las recomendaciones del fabricante. Tales mecanismos de compensación de fallos, debido a considerar sólo las condiciones de funcionamiento nominal en el peor caso, dejan mucha de la capacidad de compensación de fallos indisponibles para responder a condiciones de fallo. En la mayoría de las aplicaciones, los sistemas SAI
60 funcionan a temperatura ambiente y a cargas de entre el 50% y el 80%, y no funcionan en las condiciones más
65

desfavorables. Adicionalmente, los mecanismo de compensación de fallos fijan típicamente el ajuste de amperaje de sobrecarga de compensación de fallos y el ajuste de tiempo de sobrecarga en la fábrica de tal manera que no pueden cambiarse.

5 Realizaciones ejemplares descritas en la presente implementan una técnica para apagar adaptativamente los transistores de potencia del SAI (IGBTs, transistores de efecto de campo metal óxido semiconductor (MOSFETs),
10 o transistores de efecto de campo de puerta de unión (JFETs)), para evitar daño por sobrecarga del transistor, en base a una medición de una temperatura asociada con el disipador de calor del transistor, y en base a las preferencias del usuario. Las preferencias del usuario pueden especificar ajustes de tiempo o amperaje
15 configurables por el usuario que especifican o el nivel de corriente de sobrecarga, o el tiempo de sobrecarga, en el que el inversor en el sistema SAI apaga los transistores del inversor (por ejemplo, IGBTs). La técnica de sobrecarga adaptativa descrita en la presente coordina el nivel de corriente de sobrecarga y el tiempo de sobrecarga de tal manera que están mejor adecuados para compensar los dispositivos de protección de la una o más cargas alimentadas por el sistema SAI. Por ejemplo, si los dispositivos de protección incluyen fusibles, entonces un nivel de corriente de sobrecarga y tiempo de sobrecarga optimizados permitirían más corriente durante menos tiempo para compensar los fusibles. En un sistema de interruptor automático, un nivel de corriente de sobrecarga y tiempo de sobrecarga optimizados permitirían un tiempo de sobrecarga mayor debido a la naturaleza mecánica y relativamente lenta de los interruptores automáticos.

20 La FIG. 1 ilustra un sistema SAI 100 ejemplar que puede usarse para alimentar alternativamente una carga, en lugar de que la carga sea alimentada por una fuente de alimentación de servicios. Como se muestra en la FIG. 1, el sistema SAI 100 puede incluir un circuito de derivación 105, una unidad de control 110, un rectificador 115, un inversor 120 y una batería 125.

25 La unidad de control 110 funciona para seleccionar un modo de funcionamiento del sistema SAI 100, y luego para controlar el funcionamiento del rectificador 115, el inversor 120 y el circuito de derivación 105 en base al modo de funcionamiento seleccionado. En un primer modo de funcionamiento, la unidad de control 110 provoca que el circuito de derivación conmute la salida de alimentación de corriente alterna (CA) de tres fases de la fuente de alimentación de servicio 130 a través de la carga 135. En este primer modo de funcionamiento, el rectificador 115
30 convierte la alimentación CA suministrada desde la fuente de alimentación de servicio 130, en alimentación de corriente continua (CC), y suministra la alimentación CC para el almacenamiento en la batería 125. Adicionalmente, en el primer modo de funcionamiento, la unidad de control 110 desactiva el inversor 120 para evitar que el inversor 1200 convierta la alimentación CC almacenada en la batería 125 en alimentación CA y la suministre a la carga 135. Como se muestra en la FIG. 1, las cargas 135 pueden incluir la carga 1 a la carga n conectada en paralelo para
35 alimentar por o la fuente de alimentación de servicio 130 o por la batería 125 a través del inversor 120, en donde n es mayor que o igual a uno. Como se muestra adicionalmente en la FIG. 1, cada una de las cargas 1 a n pueden conectarse en serie con un dispositivo de protección 1 a n respectivo. Cada uno de los dispositivos de protección pueden incluir un fusible, interruptor automático, u otro tipo de dispositivo de protección que se abre bajo condiciones de fallo para detener el flujo de corriente a través de la carga respectiva.

40 Cuando tiene lugar un fallo asociado con la fuente de alimentación de servicio 130, la unidad de control 110 selecciona un segundo modo de funcionamiento en la que la unidad de control 110 provoca que un circuito de derivación 105 conmute a abierto la conexión entre la fuente de alimentación de servicio 130 y la carga 135. Adicionalmente, en el segundo modo de funcionamiento, la unidad de control 110 activa el inversor 120 de tal
45 manera que el inversor 120 convierte la alimentación CC de la batería 125 en alimentación CA, y suministra la alimentación CA convertida, como una salida del inversor 120, a la carga 135.

En realizaciones ejemplares descritas en la presente, la unidad de control 110 puede seleccionar un tercer modo de funcionamiento en base a una medición de temperatura asociada con un módulo de IGBT contenido dentro del inversor 120. En este tercer modo de funcionamiento, descrito con más detalle a continuación, la unidad de control 110 puede provocar que los IGBTs (o MOSFETs, o JFETs) en el módulo del transistor (IGBT) del inversor 120 para apagar, en base por lo menos en parte en la medición de temperatura asociada con el módulo de IGBT y los ajustes de usuario 140, para evitar que condiciones de sobrecarga dañen el módulo de IGBT del inversor 120, pero sin embargo, para permitir que el inversor 120 suministre una corriente suficiente durante un periodo de tiempo suficiente para abrir un dispositivo(s) en la carga(s) 135. Los ajustes de usuario 140 pueden incluir valores personalizables de usuario que incluyen además una corriente máxima especificada por el usuario requerida para abrir un dispositivo(s) de protección en la carga(s) 135, o un tiempo de sobrecarga especificado por el usuario que indica un tiempo mínimo necesario para que se abra un dispositivo(s) de protección en la carga(s) 135.

60 La configuración de los componentes del sistema SAI 100 ilustrado en la FIG. 1 es con propósitos ilustrativos. Se pueden implementar otras configuraciones. Por lo tanto, el sistema SAI 100 puede incluir componentes adicionales, menos y/o diferentes que los representados en la FIG. 1.

65 La FIG. 2 representa componentes del inversor 120 del sistema SAI 100 de acuerdo con una realización ejemplar. Como se muestra, el inversor 120 puede incluir múltiples circuitos puente modulados por ancho de pulso

(PWM) acoplados entre buses CC 200 y 225. La alimentación de CC de la batería 125 (no mostrado en la FIG. 2) se aplica a través de los buses 220 y 225. Cada uno de los múltiples circuitos puente PWM puede incluir un IGBT 210 y un diodo de potencia conectados en paralelo. Los colectores de un primer conjunto de tres de los IGBTs 210 (los tres IGBTs 210 superiores representados en la FIG. 2) pueden conectar con el bus 220, y los emisores de los tres primeros IGBTs 210 pueden conectar en serie con colectores de un segundo conjunto de tres IGBTs 210 (los tres IGBTs 210 inferiores representados en la FIG. 2). Los emisores del segundo conjunto de tres IGBTs 210 pueden conectarse al bus 225. Cada base de IGBTs 210 puede conectarse a una línea de control de la unidad de control 110. La unidad de control 110 puede accionar los múltiples circuitos puente PWM a través de líneas de control separadas conectadas con cada base de IGBT 210. La unidad de control 110 puede controlar la polarización de las bases de IGBTs 210 de los circuitos puente PWM para convertir alimentación CC aplicada en los buses 220 y 225 desde la batería 125 a salida de alimentación CA desde el inversor 120. La unidad de control 110 puede actuar para controlar ciclos de trabajo de los IGBTs 210 de los circuitos puente PWM para ecualizar la salida de corrientes de fase i_A , i_B e i_C desde el inversor 120. La unidad de control 110 puede controlar adicionalmente la polarización de las bases de los IGBTs 210 de los circuitos puente PWM para suministrar corriente suficiente, durante un periodo de tiempo suficiente, para abrir un dispositivo(s) de protección de la carga(s) 135 bajo condiciones de fallo, y luego apagar los IGBTs 210 para evitar daño a los IGBTs 210. La corriente suficiente, o el periodo de tiempo suficiente, para abrir el dispositivo(s) de protección de las carga(s) 135 se determinará en base a la entrada de ajustes de usuario 140 para la unidad de control 110.

La configuración de los componentes del inversor 120 ilustrada en la FIG. 2 es con propósitos ilustrativos. Pueden implementarse otras configuraciones. Por lo tanto, el inversor 120 puede incluir componentes adicionales, menos y/o diferentes que los representados en la FIG. 2. El inversor 120 se ha descrito incluyendo múltiples IGBTs 210. Sin embargo, pueden usarse otros tipos de transistores de potencia en el inversor 120, como por ejemplo, transistores de efecto de campo metal óxido semiconductor (MOSFETs), o transistores de efecto de campo de puerta de unión (JFETs).

La FIG. 3 ilustra componentes de la unidad de control 110 de acuerdo con una realización ejemplar. La unidad de control 110 puede incluir una unidad de procesamiento 300, una unidad de medición de corriente 310, y un temporizador de sobrecarga 320.

La unidad de procesamiento 300 puede incluir uno o más procesadores o microprocesadores que pueden interpretar y ejecutar instrucciones. Las instrucciones pueden estar almacenadas en un dispositivo(s) de memoria (no mostrado) que puede recuperarse y ejecutarse para realizar los procesos ejemplares descritos en la presente. Alternativamente, la unidad de procesamiento 300 puede incluir lógica de procesamiento. El dispositivo(s) de memoria puede incluir una memoria de acceso aleatorio (RAM) u otro tipo de dispositivo de almacenamiento dinámico que puede almacenar información e instrucciones para su ejecución por la unidad de procesamiento 300. El dispositivo(s) de memoria puede incluir además un Memoria de Solo Lectura (ROM) u otro tipo de dispositivo de almacenamiento estático que puede almacenar información e instrucciones estáticas para su uso por la unidad de procesamiento 300. El dispositivo(s) de memoria puede incluir adicionalmente un medio de grabación magnético y/o óptico. El dispositivo(s) de memoria puede ser referido en la presente como un "medio legible por ordenador no transitorio" y/o un "medio legible por ordenador tangible". Los procesos/métodos descritos en la presente pueden implementarse como instrucciones que se almacenan en el dispositivo de memoria para su ejecución por la unidad de procesamiento 300.

La unidad de medición de corriente 310 puede incluir circuitería para medir corriente(s) de IGBT. La unidad de medición de corriente 310 puede suministrar datos asociados con mediciones de corriente(s) de IGBT a la unidad de procesamiento 300. El temporizador de sobrecarga 320 puede medir un tiempo de sobrecarga transcurrido asociado con el funcionamiento de los IGBTs 210 del inversor 120 (por ejemplo, asociado con un paso en la corriente a través de los IGBTs 210). El temporizador de sobrecarga 320 puede suministrar datos que indican el tiempo de sobrecarga transcurrido a la unidad de procesamiento 300.

La unidad de procesamiento 300 puede controlar la polarización de las bases de los IGBTs 210 del inversor 120 a través de señales de control de salida 330 suministradas al inversor 120 a través de las líneas de control representadas en la FIG. 2. La unidad de procesamiento 300 puede generar señal(es) de control de polaridad 330 para la salida de las bases de IGBTs del inversor 120 en base al tiempo(s) de sobrecarga transcurrido recibido del temporizador de sobrecarga 320, temperaturas 340 de la placa base del IGBT medidas recibidas de un módulo del IGBT (descrito a continuación con respecto a la FIG. 4) asociadas con los IGBTs 210 del inversor 120, corrientes de fase medidas recibidas de la unidad de medición de corriente 310, y ajustes del usuario 140. La unidad de procesamiento 300 puede implementar los procesos ejemplares de las FIGS. 5, 8, 11 y 14A & 14B, descritos a continuación, para generar la señal(es) de polaridad 330 usada para controlar el funcionamiento de los IGBTs 210 del inversor 120.

La configuración de componentes de la unidad de control 110 ilustrada en la FIG. 3 es con propósitos ilustrativos. Pueden implementarse otras configuraciones. Por lo tanto, la unidad de control 110 puede incluir componentes adicionales, menos y/o diferentes que los representados en la FIG. 3. Por ejemplo, aunque no se

muestra en la FIG. 3, la unidad de control 110 puede incluir un dispositivo de entrada, o dispositivo de interfaz de usuario, que permite a un usuario introducir ajustes de usuario 140 que incluyen los ajustes de tiempo o amperaje configurables por el usuario asociados con uno o más dispositivos de protección en la carga(s) 135.

5 La FIG. 4 ilustra detalles ejemplares de una parte de un paquete de semiconductores 400 que incluye un módulo de IGBT 450 formado sobre un disipador de calor 410, con una capa de interfaz intermedia 415 que puede incluir, por ejemplo una capa de grasa térmica. La capa de interfaz 415 puede conducir calor 420, generado debido al flujo de corriente a través de los IGBTs 210 del módulo de IGBT 405, desde el módulo de IGBT 405 al disipador de calor 410 para su disipación. En la FIG. 4 se muestran dos IGBTs 210 por simplicidad de ilustración. El módulo de IGBT 405 puede incluir cualquier número múltiple de IGBTs 210 (Como los seis IGBTs 210, como se muestra en el inverso 120 de la FIG. 2).

15 El módulo de IGBT 405 puede incluir una placa base del módulo 430 formada sobre la capa de interfaz 415 y una capa de enlace 435 formada en varios patrones sobre la placa base del módulo 430. Una capa de enlace 43 puede estar formada por debajo de cada uno de los IGBTs 210 para unir cada uno de los IGBTs 210 con la placa base del módulo 430. La capa de enlace 430 puede incluir, por ejemplo, una capa de cobre de enlace directo (DBC) para enlazar cada IGBT 210 con la placa base del módulo 430. Un termistor de temperatura negativo (NTC) 440 puede estar formado adicionalmente sobre la capa de enlace 435 para permitir la medición de una temperatura de la placa base 430.

20 Usando la primera ley de termodinámica:

$$\dot{E} = \dot{q} - \dot{W} = \textit{tasa de transferencia de energía} \quad \text{Ec. (1)}$$

25 donde

\dot{q} = tasa de transferencia de calor, y
 \dot{W} = tasa de trabajo

30 El calor 420 conducido a través de todas las capas del paquete de semiconductores 400 entre los IGBTs 210 y el disipador de calor 410, y luego fuera al ambiente a través de convección. La tasa de generación de calor como resultado de pérdidas en los IGBTs es conocido. No se hace trabajo por el calor generado por los IGBTs 210, por lo tanto, la tasa de transferencia de calor es la única preocupación cuando se determina la temperatura de los IGBTs 210. La Ley de Fourier afirma:

$$35 \quad q_x'' = -k \frac{dT}{dx} = \textit{tasa de transferencia de calor por área unitaria en la dirección de } x \quad \text{Ec. (2)}$$

40 donde k es la conductividad térmica del medio de transferencia de calor (en este caso, una media del IGBT 210 a la pila del disipador de calor 410). La EC. (2) proporciona la tasa de transferencia de calor por área unitaria. Para encontrar la tasa de transferencia de calor:

$$45 \quad q_x'' = -k \frac{dT}{dx} = \textit{tasa de transferencia de calor por área unitaria en la dirección de } x \quad \text{Ec. (3)}$$

Asumiendo un gradiente de temperatura lineal:

$$50 \quad q_x = -kA \frac{T_1 - T_2}{L} \quad \text{Ec. (4)}$$

donde

55 T_1 = la temperatura del IGBT 210 (es decir, temperatura lateral caliente),
 T_2 = la temperatura del disipador de calor (es decir, temperatura lateral fría); y
 L = el grosor del IGBT a la pila del disipador de calor (es decir, capas en el semiconductor 400 del IGBT 210 al disipador de calor 410).

Usando la ecuación de energía:

$$60 \quad E = mC\Delta T \quad \text{Ec. (5)}$$

donde

65 E = energía,
 m = masa,

C = calor específico,
 ΔT = cambio en temperatura,

y tomando la derivada de la ecuación de energía:

5

$$\dot{E} = \frac{d}{dt} mC\Delta T = mC \frac{dT}{dt} \quad \text{Ec. (6)}$$

10 Tomando la transformación de LaPlace de la Ec. (6):

$$smCT_1 = q_{\text{pérdida}} - kA \frac{T_1 - T_2}{L} \quad \text{Ec. (7)}$$

15 Si la temperatura T_2 es constante, entonces puede retirarse del modelo de señal pequeño (se volverá a añadir más tarde como una temperatura base a la que se aplicará un aumento de temperatura).

20

$$smC\hat{T}_1 = \hat{q}_{\text{pérdida}} - kA \frac{\hat{T}_1}{L} \quad \text{Ec. (8)}$$

$$smC = \frac{\hat{q}_{\text{pérdida}}}{\hat{T}_1} - kA \frac{1}{L} \quad \text{Ec. (9)}$$

25

$$smC + \frac{kA}{L} = \frac{q_{\text{pérdida}}}{T_1} \quad \text{Ec. (10)}$$

30

$$\frac{\hat{T}_1}{\hat{q}_{\text{pérdida}}} = \frac{1}{smC + \frac{kA}{L}} \quad \text{Ec. (11)}$$

$$\frac{\hat{T}_1}{\hat{q}_{\text{pérdida}}} = \frac{1}{s + \frac{kA}{mCL}} \quad \text{Ec. (12)}$$

35 Si la entrada q toma la forma de un paso unitario, entonces:

$$\hat{T}_1 = \frac{1}{s \left(s + \frac{kA}{mCL} \right)} \quad \text{Ec. (13)}$$

40

Tomando la transformación de LaPlace inversa produce la solución de dominio del tiempo a una respuesta del paso unitario en q:

45

$$T_{1-\text{aumento}}(t) = \frac{1}{mC} \left[\frac{1}{\left(\frac{kA}{mCL} \right)} \left(1 - e^{-\frac{kA}{mCL}t} \right) \right] + \text{Constante} = \beta \frac{1}{\alpha} (1 - e^{-\alpha t}) \quad \text{Ec. (14)}$$

50

Si la masa, calor específico, conductividad térmica, y grosor (L) se saben, puede calcularse el aumento en la temperatura del IGBT ($T_{1-\text{aumento}}(t)$). Sin embargo, el fabricante de IGBT raramente publica esta información. En su lugar, el fabricante a menudo proporcionará software de simulación que permite la simulación de un cambio de paso en la pérdida de potencia a través de un cambio de paso en la corriente a través del IGBT 210. Si el valor final de T_1 , y el tiempo al 63% del valor final de T_1 se saben, entonces α y β en la Ec. (14) pueden hallarse como sigue:

55

$$\alpha = \frac{1}{t_{.63T_{1-\text{aumento}}}} \quad \text{Ec. (15)}$$

$$\beta = \alpha T_{1-\text{aumento}/W} \quad \text{Ec. (16)}$$

60

donde

$t_{.63T_{1-\text{aumento}}}$ es el tiempo en el que T_1 alcanza el 63% de su valor, y
 $T_{1-\text{aumento}/W}$ es el aumento de temperatura del IGBT 210 como resultado de 1W de pérdida.

65

Si la Ec. (14) se generaliza para incluir pasos que no son de la magnitud de unidad, entonces la Ec. (14) puede

reescribirse como:

$$T_{1-aument}(t) = q_{paso} \left(\beta \frac{1}{\alpha} (1 - e^{-\alpha t}) \right) \quad \text{Ec. (17)}$$

Añadiendo la temperatura del disipador de calor T_2 en la Ec. (17) y reconociendo que la temperatura de la unión de IGBT 210 máxima se conoce y puede determinarse una q por corriente unitaria aproximada, la Ec. (17) puede reescribirse adicionalmente como:

$$T_{1-max}(t) = q_{paso}(I) * \left(\beta \frac{1}{\alpha} (1 - e^{-\alpha t}) \right) + T_2 \quad \text{Ec. (18)}$$

donde $q_{paso}(I)$ es q como una función de la corriente.

Además del aumento de temperatura como resultado de la acumulación de energía en el IGBT, hay un salto casi instantáneo en la temperatura de IGBT que ocurre cuando se aplica un paso en la corriente a través del IGBT 210. El mecanismo para esto es conocido presumiblemente por los fabricantes del IGBT, pero no se publica. Sin embargo, el modelo proporcionado por algunos fabricantes incluye este efecto y, por lo tanto, una línea de mejor ajuste puede estimar este efecto. Este salto instantáneo en la temperatura puede añadirse a la Ec. (18) como sigue:

$$T_{1-max}(t) = q_{paso}(I) * \left(\beta \frac{1}{\alpha} (1 - e^{-\alpha t}) \right) + \Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I) + T_2 \quad \text{Ec. (19)}$$

donde $\Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I)$ es el salto de temperatura como una función de la corriente inicial y el cambio en la corriente que tiene lugar durante la transición de funcionamiento normal a sobrecarga. Para facilitar la resolución de la Ec. (19), I puede reemplazarse con $I_{inicial} + \Delta I$:

$$T_{1-max}(t) = q_{paso}(I_{inicial} + \Delta I) * \left(\beta \frac{1}{\alpha} (1 - e^{-\alpha t}) \right) + \Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I) + T_2 \quad \text{Ec. (20)}$$

Si la temperatura de la unión se mantiene constante a un máximo, entonces: 1) la corriente de sobrecarga máxima puede especificarse y producirse un tiempo de sobrecarga máximo (t_{max}) dado un T_2 conocido y una corriente inicial ($I_{inicial}$) (Ec. (21) siguiente); o 2) puede especificarse el tiempo de sobrecarga máximo (t_{max}), y puede producirse una corriente de sobrecarga máxima (ΔI) dado un T_2 conocido y una corriente inicial ($I_{inicial}$) (Ec. (22) siguiente). Resolver la Ec. (20) para el tiempo de sobrecarga máximo t_{max} realiza la siguiente expresión que se corresponde con el 1) anterior:

$$t_{max} = \frac{-\ln \left[1 - \frac{(T_{1-max} - \Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I) - T_2) \alpha}{q_{paso}(I_{inicial} + \Delta I) \beta} \right]}{\alpha} \quad \text{Ec. (21)}$$

Resolver la Ec. (20) para q como una función de corriente realiza la siguiente expresión que se corresponde con el 2) anterior:

$$q_{paso}(I_{inicial} + \Delta I) = \frac{(T_{1-max} - \Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I) - T_2)}{\beta \frac{1}{\alpha} (1 - e^{-\alpha t})} \quad \text{Ec. (22)}$$

Las Ecs. (21) y (22) no pueden resolverse analíticamente sin saber la forma de $q_{paso}(I_{inicial} + \Delta I)$ and $\Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I)$. El $q_{paso}(I_{inicial} + \Delta I)$ puede determinarse usando un método estocástico, como se describe a continuación con respecto al proceso ejemplar de la FIG. 5. El $\Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I)$ puede determinarse adicionalmente usando un método estocástico, como se describe a continuación con respecto al proceso ejemplar de la FIG. 8.

La FIG. 5 es un diagrama de flujo que ilustra un proceso ejemplar para determinar la forma de $q_{paso}(I_{inicial} + \Delta I)$, usando un método estocástico, parahusó adicional en la resolución de la Ec. (22) anterior. El proceso ejemplar de la FIG. 5 se describe con respecto a las FIGs. 6 y 7.

Los datos de corriente frente a potencia se obtienen para un IGBT dado (Bloque 500). Para un IGBT dado, puede usarse software de simulación de modelo térmico del fabricante, por ejemplo, para obtener pérdidas de potencia simuladas en ciertas corrientes y a ciertos voltajes de bus. Por ejemplo, puede usarse el software Infineon IPOSIM para simular pérdidas de potencia para el IGBT Infineon FF600R06ME3. Las pérdidas de potencia simuladas para voltajes de bus de 120V y bus de 240V a múltiples corrientes simuladas y a una temperatura del disipador de calor de 50° C se representan en la Tabla 1:

Tabla 1: Pérdidas de Infineon FF600R06ME3 Simuladas

	Corriente (A)	Pérdidas Bus 120V (W)	Pérdidas Bus 240V (W)
5	300	468.288	596.106
	350	564.438	712.728
	400	666.45	833.664
	450	774.27	962.936
10	500	888.222	1099.57
	550	1008.28	1243.89
	600	1134.71	1396.26
	650	1267.68	1557.09
15	700	1407.43	1727.02
	750	1554.6	1906.13
	800	1708.58	2095.59
	850	1870.07	2295.66
20	900	2040.15	no recomendado
	950	2218.55	no recomendado
	1000	2405.89	no recomendado

Se determina una segunda curva de mejor ajuste de orden polinomial de pérdida de potencia como una función de la corriente usando los datos de corriente frente a pérdida de potencia obtenidos (bloque 510) y la segunda curva de mejor ajuste de orden polinomial determinada se identifica como $q_{paso}(I_{inicial} + \Delta I)$ (bloque 520). Aunque la temperatura del IGBT afecta a la pérdida de potencia, no afecta a la pérdida de potencia tanto como otros factores. Por ejemplo, para el IGBT FF600R06ME3, aproximadamente sólo el 10% de la pérdida de potencia se debe a temperatura de 10° C a 160° C. Los tres contribuyentes principales a la pérdida de potencia son la frecuencia de conmutación, el voltaje de enlace CC, y la corriente CA a través del IGBT. Generalmente, a medida que aumentan cualquiera de estos tres contribuyentes, también lo hacen las pérdidas de potencia. Si se conoce el voltaje de enlace CC y la frecuencia de conmutación es estática, puede hallarse entonces una curva de pérdidas apropiada con respecto a la corriente. Dos voltajes de enlace CC comunes son 120V y 240V, y cada uno de estos voltajes de enlace CC tiene un voltaje máximo asociado. Si estos dos voltajes máximos se usan en la simulación, puede determinarse una curva para cada uno de los voltajes de enlace CC derivando una segunda curva de mejor ajuste de orden polinomial de pérdida de potencia como una función de la corriente.

En los gráficos en dos dimensiones de la FIG. 6 se representa un gráfico 620 de pérdidas 600 frente a corriente 610 usando los datos de enlace CC de 120V de la Tabla 1. Realizando un mejor ajuste de orden polinomial de una curva para los datos del gráfico 620 en la FIG. 6 se obtiene la curva:

$$y=0.0014x^2+0.959x+60.43 \quad \text{Ec. (23)}$$

En el gráfico en dos dimensiones de la FIG. 7 se representa un gráfico de pérdidas 700 frente a corriente 710 usando los datos de enlace CC de 240V de la Tabla 1. Realizando un mejor ajuste de orden polinomial de una curva del gráfico 720 en la FIG. 7 se obtiene la curva:

$$y=0.0017x^2+1.1444x+105.33 \quad \text{Ec. (24)}$$

Una de las dos curvas de mejor ajuste (es decir, o la Ec. (23) o la Ec. (24) pueden seleccionarse para reemplazar $q_{paso}(I_{inicial} + \Delta I)$ en las Ecs. (21) y/o (22) anteriores, como se describe adicionalmente a continuación con respecto a los bloques 1420 y 1440 del proceso ejemplar de las FIGS. 14A & 14B.

La FIG. 8 es un diagrama de flujo que ilustra un proceso ejemplar para determinar la forma de $\Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I)$, usando un método estocástico, para resolver adicionalmente la EC. (22) anterior. El proceso ejemplar de la FIG. 8 se describe con respecto a las FIGS. 9 y 10.

Los datos de salto de temperatura frente a salto de corriente en varias corrientes iniciales se obtiene para un IGBT (bloque 800) dado. Para el IGBT dado, puede usarse el software de simulación de modelo térmico del fabricante, por ejemplo, para obtener valores simulados de saltos en la temperatura del IGBT en base a valores simulados de saltos en corriente y dado un voltaje de enlace CC y valores iniciales (de partida) para la corriente del

IGBT. Los saltos en la temperatura 900 pueden trazarse frente a saltos en la corriente 910, como se representa en la FIG. 9. Cada trazo del conjunto 920 de trazos mostrados en la FIG. 9 representa una corriente de partida inicial ($I_{inicial}$) a través del IGBT, y un trazo de saltos en la corriente (ΔI) a través del IGBT y los saltos correspondientes en la temperatura ($\Delta T_i(I_{inicial} + \Delta I)$) del IGBT para el IGBT FF600R06ME3 a un voltaje de enlace CC de 135V y a la corriente de partida inicial.

Se determina una segunda curva de mejor ajuste de orden polinomial ($y = c_1x^2 + c_2x$) del salto de temperatura como una función del salto de corriente para múltiples corrientes iniciales diferentes (bloque 805). Como se representa en la FIG. 9, se determina una familia 930 de curvas de mejor ajuste polinomial usando los datos obtenidos en el bloque 800, con cada una de las curvas de mejor ajuste teniendo una corriente de partida inicial especificada ($I_{inicial}$).

$$I_{inicial} = 50A: y = 2.386E-05x^2 + 1.405E-02x; c_1 = 2.386E-05 \text{ y } c_2 = 1.405E-02 \quad \text{Ec. (25A)}$$

$$I_{inicial} = 100A: y = 2.339E-05x^2 + 1.7765E-02x; c_1 = 2.339E-05 \text{ y } c_2 = 1.7765E-02 \quad \text{Ec. (25B)}$$

$$I_{inicial} = 150A: y = 2.164E-05x^2 + 2.053E-02x; c_1 = 2.164E-05 \text{ y } c_2 = 2.053E-02 \quad \text{Ec. (25C)}$$

$$I_{inicial} = 200A: y = 2.003E-05x^2 + 2.387E-02x; c_1 = 2.003E-05 \text{ y } c_2 = 2.387E-02 \quad \text{Ec. (25D)}$$

$$I_{inicial} = 250A: y = 1.822E-05x^2 + 2.697E-02x; c_1 = 1.822E-05 \text{ y } c_2 = 2.697E-02 \quad \text{Ec. (25E)}$$

$$I_{inicial} = 300A: y = 1.747E-05x^2 + 2.890E-02x; c_1 = 1.747E-05 \text{ y } c_2 = 2.890E-02 \quad \text{Ec. (25F)}$$

$$I_{inicial} = 350A: y = 1.599E-05x^2 + 3.173E-02x; c_1 = 1.599E-05 \text{ y } c_2 = 3.173E-02 \quad \text{Ec. (25G)}$$

Los coeficientes c_1 y c_2 determinados de las segundas curvas de mejor ajuste de orden polinomial determinadas pueden trazarse como una función de la corriente inicial $I_{inicial}$ (bloque 810). Por ejemplo, de la EC. (25A), se traza un c_1 de 2.386E-05 a una $I_{inicial}$ de 50A; de la EC. (25B), se traza un c_1 de 2.3339E-05 a una $I_{inicial}$ de 100A, y así incluyendo las Ec. (25C) a (25G), con un c_1 de 1.599E-05 estando trazado a una $I_{inicial}$ de 350A para la Ec. (25G). Un trazo ejemplar 1020 de los coeficientes c_1 en un eje de valor de coeficiente polinomial 1000 y un eje de corriente inicial 1010 se representa en la FIG. 10. DE la Ec. (25A), se traza un c_2 de 1.405E-02 a una $I_{inicial}$ de 50A; de la EC. (25B), se traza un $c_2 = 1.7765E-02$ a una $I_{inicial}$ de 100A, y así incluyendo las Ec. (25C) a (25G), con un c_2 de 3.173E-02 a una $I_{inicial}$ de 350A; para la Ec. (25G). Un trazo ejemplar 1030 de los coeficientes c_2 en el eje de valor de coeficiente polinomial 1000 y el eje de corriente inicial 1010 se representa en la FIG. 10.

Se determina un mejor ajuste de regresión lineal para los coeficientes c_1 como una función de $I_{inicial}$: $f_1 = m_1 I_{inicial} + b_1$ (bloque 815). Por ejemplo una curva de mejor ajuste de regresión lineal se determina para el trazo 1020 de los coeficientes c_1 de la FIG. 10 para determinar una ecuación lineal en la forma de $f_1 = m_1 I_{inicial} + b_1$. Como se muestra en el ejemplo de la FIG. 10, la curva de mejor ajuste de regresión lineal determinada para el trazo 1020 de los coeficientes c_1 es $f_1 = -2.764E-05 I_{inicial} + 2.560E-02$.

El mejor ajuste de regresión lineal se determina para los coeficientes c_2 como una función de $I_{inicial}$: $f_2 = m_2 I_{inicial} + b_2$ (bloque 820). Por ejemplo una curva de mejor ajuste de regresión lineal se determina para el trazo 1030 de los coeficientes c_2 de la FIG. 10 para determinar una ecuación lineal en la forma de $f_2 = m_2 I_{inicial} + b_2$. Como se muestra en el ejemplo de la FIG. 10, la curva de mejor ajuste de regresión lineal determinada para el trazo 1030 de los coeficientes c_2 es $f_2 = 5.840E-05 I_{inicial} + 1.172E-02$.

Puede identificarse una ecuación para $\Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I) \approx f_1(I_{inicial})\Delta I_2 + f_2(I_{inicial})\Delta I$, donde las funciones f_1 y f_2 de la expresión polinomial se aproximan por funciones lineales:

$$\Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I) \approx (m_1 I_{inicial} + b_1)\Delta I + (m_2 I_{inicial} + b_2)\Delta I, \text{ (bloque 285). La curva de mejor ajuste } f_1 \text{ determinada en el bloque 815 se inserta, por lo tanto, en la ecuación para que } \Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I) \text{ se multiplique por } \Delta I^2. \text{ La mejor curva de ajuste } f_2 \text{ determinada en el bloque 820 también se inserta en la ecuación para que } \Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I) \text{ se multiplique por } \Delta I. \text{ En el ejemplo de la FIG. 10, las curvas de mejor ajuste determinadas para } f_1 \text{ y } f_2 \text{ pueden}$$

insertarse en la ecuación para $\Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I)$ como:

$$\Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I) \approx (-2.764E-05 I_{inicial} + 2.560E-02) \Delta I^2 + (5.840E-05 I_{inicial} + 1.172E-02) \Delta I \quad \text{Ec. (26)}$$

La ecuación para $\Delta T_i(I_{inicial}, \Delta I)$ determinada en el bloque 285 se usa en los bloques 1420 y 1440 del proceso ejemplar de las FIGS: 14A & 14B siguientes.

La FIG. 11 es un diagrama de flujo que ilustra un proceso ejemplar para determinar alfa (α) y beta (β) para el uso en las Ecs. (20), (21) y/o (22), como se describe adicionalmente a continuación con respecto a los bloques 1420 y 1440 de las FIGS. 14A & 14B. El proceso ejemplar de la FIG: 11 se describe con respecto a las FIGS. 12 y 13.

Los datos de salto de temperatura frente a tiempo a un paso de carga de corriente especificado, temperatura del disipador de calor, y voltaje de enlace CC pueden obtenerse para un IGBT dado (bloque 1100). Para el IGBT dado, puede usarse el software de simulación del fabricante, por ejemplo, para obtener valores simulados de saltos en pasos dados de temperatura en la corriente de carga, una temperatura del disipador y un voltaje de enlace CC.

Los datos de temperatura frente a tiempo obtenidos pueden trazarse para el IGBT al paso de carga de corriente especificado (bloque 1110). La FIG. 12 representa un trazo ejemplar 1230 de la temperatura del IGBT en un eje de temperatura 1210 frente a tiempo en un eje de tiempo 1220 para un IGBT FF600R06ME3 con un paso de carga 600A a una temperatura del disipador de calor de 50° C inicial y un voltaje de enlace CC de 135V. Dada la escala de tiempo representada en la FIG. 12, el tiempo en el eje de tiempo 120 varía de 0s a aproximadamente 0,40s. La FIG. 13 representa el trazo 1230 de la temperatura del IGBT, como se ha representado anteriormente en la FIG. 12, mostrada con una escala temporal más pequeña. La FIG. 13, por lo tanto, representa una resolución expandida del intervalo de tiempo que varía de 0s a aproximadamente 0,06s.

Puede determinarse la temperatura simulada del disipador de calor y, a partir del trazo 1230 de la FIG. 12, puede determinarse la temperatura de estado estable máxima del IGBT 210 (bloque 115). LA temperatura simulada asumida durante la simulación del bloque 1110 puede identificarse como la temperatura del disipador de calor. Como se muestra en la FIG. 12, puede evaluarse el trazo 1230 para determinar la temperatura de estado estable máxima a medida que el tiempo trazado en el eje de tiempo 1220 aumenta. En la FIG. 12, a medida que aumenta el tiempo en el eje de tiempo 1220, la temperatura del IGBT en el eje de temperatura 1210 alcanza una temperatura de estado estable máxima de 106° C. Pueden determinarse el 63% de aumento de temperatura exponencial máximo desde la temperatura del disipador de calor inicial, y el tiempo $t_{63T1\text{-aumento}}$ en la que tiene lugar la temperatura (bloque 1120). Como puede observarse del trazo 1230 de la FIG. 12, el aumento de temperatura del IGBT total es de 50° C a 106° C lo que iguala un aumento de temperatura total de 56° C. Del total de aumento de temperatura de 56° C, 16° C es el aumento de temperatura inicial posterior al paso de carga, y 40° C es el aumento de temperatura durante la parte exponencial del trazo 1230. El 63% del aumento de temperatura exponencial es 25,2° C, así que como puede observarse en la FIG. 13, la transición de temperatura está completa al 63% a 91° C. Tomando el punto del 63% en el eje de temperatura 1210 en el trazo 1230, puede observarse que el tiempo en segundos en el eje de tiempo 1220 es 0,05s. Por lo tanto $t_{63T1\text{-aumento}}$ es 0,05s.

Puede determinarse un aumento de temperatura exponencial total $T_{1\text{-aumento}}$ a partir del final del aumento de la temperatura inicial a la temperatura de estado estable máxima (bloque 1125). En referencia al trazo 1230 de la FIG. 12, el aumento de temperatura inicial tiene lugar de 50° C a 66° C. El aumento de temperatura exponencial tiene lugar a partir de 66° C a la temperatura de estado estable máxima de 106° C, que por lo tanto, incluye un aumento de temperatura exponencial total de $T_{1\text{-aumento}} = 40$.

Una pérdida de potencia en un paso de carga de corriente puede determinarse para el IGBT 210 (bloque 1130). Los datos de pérdida de potencia frente a corriente obtenidos anteriormente, de la Tabla 1 anterior, pueden usarse para determinar la pérdida de potencia en el paso de carga simulado. En referencia a la Tabla 1 anterior, la pérdida de potencia a un paso de carga de 600A y a un voltaje de enlace CC de 120V es 1135 W (redondeando a un número entero). Alfa (α), de la Ec. (20) anterior, puede determinarse (bloque 1135) usando la siguiente:

$$\alpha = \frac{1}{t_{.63 T_1\text{-aumento}}} \quad \text{Ec. (27)}$$

$$\alpha = \frac{1}{0.05} = 20$$

Beta β , de la Ec. (20) anterior, puede determinarse (bloque 1140) usando la siguiente:

$$\beta = \alpha T_{1-\text{aumento}/W} \quad \text{Ec. (28)}$$

5 donde $T_{1-\text{aumento}/W} = T_{1-\text{aumento}}$ dividido por la pérdida de potencia en el paso de carga.

$$\beta = 20 * \frac{40}{1135} = 0.705$$

10 Los valores para α y β , calculados anteriormente, pueden usarse en las Ecs (20), (21) y/o (22) en el proceso ejemplar de las FIGS. 14A & 14B anterior.

15 Las FIGS. 14A y 14B son diagramas de flujo que ilustran un proceso ejemplar para apagar selectivamente los IGBTs del inversor de la FIG. 2 en base a la corriente del IGBT medida, temperatura del IGBT medida, tiempo de sobrecarga medido, y usando la Ec. (21) anterior, $q_{\text{paso}}(I_{\text{inicial}} + \Delta I)$ determinada en el bloque 520 en la FIG. 5, el $\Delta T_i(I_{\text{inicial}}, \Delta I)$ determinado en el bloque 825 en la FIG. 8, y los valores para α y β determinados en los bloques 1135 y 1140 de la FIG. 11. Puede medirse la temperatura de la placa base del IGBT (bloque 1400). El NTC 440 del módulo de IGBT 405 puede medir la temperatura de la placa base 430, y puede suministrar la medición de temperatura a la unidad de procesamiento 300 de la unidad de control 110. La temperatura del disipador de calor (T_2) puede determinarse en base a la temperatura de la placa base del IGBT medida (bloque 1405). EL fabricante del módulo de IGBT 405 proporciona datos que estiman una relación entre la temperatura del NTC medida y la temperatura del disipador de calor 410. Estos datos pueden usarse en el bloque 1405 para determinar la temperatura del disipador de calor T_2 en base a la temperatura de la placa base medida. Puede obtenerse la temperatura nominal máxima para el IGBT 210 del inversor 120 (bloque 1410). La temperatura nominal máxima del IGBT 210 puede obtenerse de, por ejemplo, las especificaciones del producto del fabricante.

25 Posteriormente al bloque 1410, el proceso ejemplar de las FIGS. 14A y 14B puede incluir bloques alternativos para controlar la polarización de los IGBTs 210. En los bloques 1415 a 1430, mostrados en la FIG. 14A, la polarización de los IGBTs 210 se controla en base a un ajuste de "tiempo mínimo para abrirse" del dispositivo de protección de carga, que se configura como el tiempo de sobrecarga especificado por el usuario, y en base a un salto de corriente máximo que se determina por la unidad de control 110 en base al tiempo de sobrecarga especificado por el usuario. El "tiempo mínimo para abrirse" del dispositivo de protección de carga, correspondiente a los ajustes del usuario 140, es una cantidad mínima de tiempo requerido para que el dispositivo de protección de carga se abra cuando encuentra una corriente alta (es decir, un tiempo mínimo tras un salto en la corriente a través del dispositivo de protección de carga antes de que el dispositivo de protección de carga pueda reaccionar y abrir el circuito a través de la carga conectada en serie). En los bloques 1435 a 1450, mostrados en la FIG. 14B, la polarización de los IGBTs 210 se controla en base a un ajuste de corriente del dispositivo de protección de carga, que se configura como el salto de corriente máximo especificado por el usuario, y en base el tiempo de sobrecarga máximo que se determina por la unidad de control 110 en base al salto de corriente máximo especificado por el usuario. El ajuste de corriente del dispositivo de protección de carga, correspondiente a los ajustes del usuario 140, es una valoración de corriente máxima del dispositivo de protección de carga (es decir, la corriente a la que el dispositivo de protección se abre para detener el flujo de corriente a través de la carga conectada en serie).

45 En los bloques alternativos 1415 a 1430, la unidad de control 110 recibe un tiempo mínimo para que se abra el dispositivo de protección de carga y lo ajusta como el tiempo de sobrecarga especificado por el usuario (t_{max}) (bloque 1415). La expresión de tiempo de sobrecarga de la EC. (21) y la temperatura del disipador de calor determinada T_2 pueden usarse iterativamente para determinar el salto de corriente máximo (ΔI) para el tiempo de sobrecarga especificado por el usuario (t_{max}) (bloque 1420). En un ejemplo, asumiendo una corriente inicial I_{inicial} de 200 A RMS, una temperatura máxima ($T_{1-\text{max}}$) para el IGBT de 165° C, una medición de la temperatura de la placa base igualando una temperatura (T_2) de 150° C del disipador de calor 410, y una especificación del usuario de tiempo de sobrecarga (t) de 20 milisegundos (ms), y tomando la Ec. (21):

$$55 \quad t_{\text{max}} = \frac{-\ln \left[1 - \frac{(T_{1-\text{max}} - \Delta T_i(I_{\text{inicial}}, \Delta I) - T_2)\alpha}{q_{\text{paso}}(I_{\text{inicial}} + \Delta I)\beta} \right]}{\alpha}$$

60 e insertando además la expresión para $q_{\text{paso}}(I_{\text{inicial}} + \Delta I)$ determinado en el bloque 520 en la FIG. 5, la expresión para $\Delta T_i(I_{\text{inicial}}, \Delta I)$ determinada en el bloque 825 en la FIG. 8, y los valores para α y β determinados en los bloques 1135 y 1140 de la FIG. 11:

65

$$t_{max} = \frac{-\ln \left[1 - \frac{(1.65 - \left(\frac{(-2.764 \cdot 10^{-5}(200) + 0.0256)\Delta I^2}{1000} + (5.84 \cdot 10^{-5}(200) + 0.01172)\Delta I) - 150)(20)}{(0.0014(200 + \Delta I)^2 + 0.959(200 + \Delta I) + 60.43)(0.705)} \right]}{20} \right]}{20} \quad \text{Ec. (29)}$$

En la FIG. 15 se representa un trazo 1500 de la expresión analítica de la Ec. (29), con un tiempo de sobrecarga trazado en un eje del tiempo de sobrecarga 1510, un aumento de corriente trazado en un eje ΔI 1520. Como la expresión de la Ec. (29) produce un tiempo de sobrecarga t de infinito a corrientes entre 0 amperios. y aproximadamente 120 amperios, debe establecerse un límite inferior en el aumento de corriente, como se muestra en la FIG. 16. Como se muestra en la FIG. 16, en un nuevo trazo 1600, el aumento de corriente puede asumirse que es 120 amperios hasta la disminución logarítmica, y luego el trazo 1600 sigue al trazo 1500 desde 120 amperios y más. Usando el trazo 1600, un tiempo de sobrecarga especificado por el usuario de 20ms calcula para un aumento de corriente de 540A en el trazo 1600. Alternativamente, si el salto de corriente máximo especificado por el usuario es 540A, entonces el salto de corriente se calcularía para un tiempo de sobrecarga máximo de 20ms en el trazo 1600. El usuario puede coordinar el nivel de corriente de sobrecarga y el tiempo de sobrecarga de tal manera que sean más adecuados para compensar el dispositivo(s) de protección 200. Por ejemplo, si el dispositivo(s) de protección de carga incluye fusibles, entonces un nivel de corriente de sobrecarga y un tiempo de sobrecarga optimizados permitirían más corriente durante menos tiempo para compensar los fusibles. Si el dispositivo(s) de protección 200 incluye un sistema de interruptor automático, un nivel de corriente de sobrecarga y tiempo de sobrecarga optimizados permitirían un tiempo de sobrecarga más largo debido a la naturaleza mecánica y relativamente lenta de los interruptores automáticos. El salto de corriente máximo ΔI y/o el tiempo de sobrecarga máximo representan valores cambiables y personalizables que pueden modificarse adaptativamente por el usuario para un IGBT 210 específico, un dispositivo de protección 200 específico, y un sistema SAI 100 específico.

Puede medirse la corriente del IGBT (bloque 1425). La unidad de medición de corriente 310 de la unidad de control 110 puede medir la corriente del IGBT. La unidad de control 110 puede polarizar los IGBTs 210 del inversor 120 para apagarlos cuando la corriente del IGBT medida iguala o excede el salto de corriente máximo (ΔI) determinado en el bloque 1420 (bloque 1430). Una vez que los IGBTs se han apagado, tiene lugar un periodo de espera configurable tras el que el IGBT se vuelve a encender de tal manera que el inversor 120 reanuda la aplicación de alimentación a la carga(s) 135.

Alternativamente a los bloques 1435 a 1450, la unidad de control 110 recibe un ajuste de corriente para el dispositivo de protección de carga y lo establece como el salto de corriente máximo especificado por el usuario (ΔI) (bloque 1435). La expresión del tiempo de sobrecarga de la Ec. (21) y la temperatura del disipador de calor determinada T_2 pueden usarse iterativamente para determinar el tiempo de sobrecarga especificado por el usuario t_{max} para el salto de corriente máximo especificado por el usuario ΔI (bloque 1440). En un ejemplo similar al descrito anteriormente con respecto al bloque 1420, una corriente inicial $I_{inicial}$ de 200 A RMS, una temperatura máxima (T_{1-max}) para el IGBT de 165°C, una medición de la temperatura de la placa base que iguala una temperatura de (T_2) 150° C del disipador de calor 410, el salto de corriente máximo especificado por el usuario ΔI , la expresión para $Q_{paso}(I_{inicial} + \Delta I)$ determinada en el bloque 520 en la FIG. 5, la expresión para $\Delta T(I_{inicial}, \Delta I)$ determinada en el bloque 825 en la FIG. 8, y los valores para α y β determinados en los bloques 1135 y 1140 de la FIG. 11, pueden insertarse en la Ec. (21) para calcular t_{max} .

Puede medirse el tiempo de sobrecarga (bloque 1445). El temporizador de sobrecarga 320 de la unidad de control 110 puede medir un tiempo transcurrido desde el comienzo del salto de corriente (Es decir, paso de carga) a través de los IGBTs 210. La unidad de control 110 puede polarizar los IGBTs 210 del inversor 120 para apagarlos cuando el tiempo de sobrecarga medido iguala o excede el tiempo de sobrecarga máximo t_{max} determinado en el bloque 1440 (bloque 1450). Una vez que los IGBTs se han apagado, tiene lugar un periodo de espera, tras el cual los IGBTs se vuelven a encender por lo que el inversor 120 reanuda la aplicación de alimentación a la carga(s) 135.

La descripción anterior de las implementaciones proporciona ilustración y descripción, pero no se pretende que sea exhaustiva o limite la invención a la forma precisa descrita. Son posibles modificaciones y variaciones a la luz de las enseñanzas anteriores o se pueden adquirir a partir de la puesta en práctica de la invención. Por ejemplo, mientras que se han descrito series de bloques con respecto a las FIGS: 5, 8, 11, 14A y 14B el orden de los bloques puede variarse en otras implementaciones. Además, pueden realizarse bloques no dependientes en paralelo.

Ciertas características descritas anteriormente pueden implementarse como "lógica" o una "unidad" que realiza una o más funciones. Esta lógica o unidad puede incluir hardware, como uno o más procesador, microprocesadores, circuitos integrados de aplicación específica, o matrices de puertas programables en campo, software, o una combinación de hardware o software.

La descripción anteriormente mencionada debe considerarse ejemplar, en lugar de limitativa, y el verdadero

alcance de la invención es el definido en las reivindicaciones siguientes.

5 Ningún elemento, acto o instrucción usado en la descripción de la presente solicitud debería considerarse como crítico o esencial para la invención a menos que se describa específicamente como tal. También, como se usa en la presente, el artículo "un" se pretende que incluya uno o más artículos. Además, la frase "en base a" se pretende que signifique "en base, al menos en parte, a" al menos que se indique explícitamente lo contrario.

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

Reivindicaciones**1. Un método, que comprende:**

- 5 recibir (1415, 1435), en una unidad de control (110), un ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario o un ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario asociados con un dispositivo de protección (Dispositivo de protección 1-n) conectado en serie con una carga (CARGA 1-n), medir (1425, 1445), por la unidad de control, una corriente a través de un transistor de potencia (210) o un tiempo de sobrecarga asociado con la corriente, en donde el transistor de potencia suministra la corriente a la carga y al dispositivo de protección y en donde el tiempo de sobrecarga comprende un tiempo transcurrido desde un comienzo de un aumento en la corriente a través del transistor de potencia; medir (1400), por la unidad de control, una temperatura de una placa base de un módulo que incluye el transistor de potencia, en donde la placa base del módulo está acoplada a un disipador de calor a través de un material conductor de calor; y determinar (1405), por la unidad de control, una temperatura T_2 del disipador de calor en base a la temperatura medida de la placa base del módulo que incluye el transistor de potencia;
- 10 usar, por la unidad de control, una expresión matemática, que relaciona la temperatura T_2 determinada y la corriente medida con un tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo, para determinar (1420) un aumento de corriente del transistor de potencia máximo para el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario o para determinar (1440) un tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo específico para el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario; y
- 15 apagar selectivamente (1430, 1450), el transistor de potencia en base a:
- 20 a) si la corriente medida iguala o excede el aumento de corriente del transistor de potencia máximo determinado, o
- 25 b) si el tiempo de sobrecarga medido iguala o excede el tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo específico determinado.

2. El método de la reivindicación 1, en donde el transistor de potencia es un componente de un inversor en un sistema de alimentación ininterrumpida (UPS), y en donde el transistor de potencia comprende un transistor bipolar de puerta aislada (IGBT), un transistor de efecto de campo metal óxido semiconductor (MOSFET), o un transistor de efecto de campo de puerta de unión (JFET).
- 30

3. El método de la reivindicación 1, en donde el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario comprende una cantidad de tiempo mínima requerida por el dispositivo de protección para abrir un circuito posteriormente a encontrar el aumento en la corriente y en donde el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario comprende una valoración de corriente máxima del dispositivo de protección en el que el dispositivo de protección se abre para detener un flujo de la corriente a la carga.
- 35

4. El método de la reivindicación 1, que comprende además:
- 40

- determinar una curva de transferencia de calor que expresa una tasa de transferencia de calor desde el transistor de potencia al disipador de calor como una función de un aumento en la corriente a través del transistor de potencia; y
- 45 determinar una curva de temperatura del transistor de potencia que expresa un cambio en la temperatura del transistor de potencia como una función de un aumento en la corriente a través del transistor de potencia, en donde la expresión matemática relaciona adicionalmente la curva de transferencia de calor y la curva de temperatura del transistor de potencia con el tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo.

5. El método de la reivindicación 1, que comprende además:
- 50

- obtener una valoración de temperatura máxima para el transistor de potencia, en donde la expresión matemática relaciona además la valoración de temperatura máxima del transistor de potencia con el tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo.
- 55

6. Un sistema, que comprende:
- 60

- una unidad de medición de corriente (310) configurada para medir (1425) una corriente a través de un transistor de potencia (210);
- un temporizador de sobrecarga (320) configurado para medir (1445) un tiempo de sobrecarga asociado con la corriente medida,
- 65 en donde el tiempo de sobrecarga comprende un tiempo transcurrido desde un comienzo de un aumento en la corriente a través del transistor de potencia; y
- una unidad de procesamiento (300) configurada para:

- recibir (1415, 1435) un ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario o un ajuste de

- 5 amperaje de sobrecarga especificado por el usuario asociados con un dispositivo de protección (Dispositivo de protección 1-n) conectado en serie con una carga (CARGA 1-n), medir (1425, 1445), recibir (1400) una medición de una temperatura de una placa base de un módulo que incluye el transistor de potencia, en donde la placa base del módulo está acoplada a un disipador de calor a través de un material conductor de calor,
- 10 determinar (1405) una temperatura T_2 del disipador de calor en base a la temperatura medida de la placa base del módulo que incluye el transistor de potencia, determinar (510, 520) una curva de transferencia de calor que expresa una tasa de transferencia de calor desde el transistor de potencia al disipador de calor como una función de un aumento en la corriente a través del transistor de potencia, determinar (805, 810, 815, 820, 825) una curva de temperatura del transistor de potencia que expresa un cambio en temperatura del transistor de potencia como una función de un aumento en la corriente a través del transistor de potencia,
- 15 usar una expresión matemática, que relaciona la temperatura T_2 determinada, la corriente medida, la curva de transferencia de calor, y la curva de temperatura del transistor de potencia, con un tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo, para:
- 20 a) determinar (1420) un aumento de corriente del transistor de potencia máximo para el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario, o
b) determinar (1440) un tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo para el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario, y
- 25 apagar selectivamente (1430, 1450) el transistor de potencia en base a:
- a) si la corriente medida iguala o excede el aumento de corriente del transistor de potencia máximo determinado, o
b) si el tiempo de sobrecarga medido iguala o excede el tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo específico determinado.
- 30 **7.** El sistema de la reivindicación 6, en donde el sistema es un sistema de alimentación ininterrumpida (SAI) y el transistor de potencia es un componente de un inversor en el sistema SAI, y en donde el transistor de potencia comprende un transistor bipolar de puerta aislada (IGBT), un transistor de efecto de campo metal óxido semiconductor (MOSFET), o un transistor de efecto de campo de puerta de unión (JFET).
- 35 **8.** El sistema de la reivindicación 6, en donde el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario comprende una cantidad de tiempo mínima requerida por el dispositivo de protección para abrir un circuito posteriormente a encontrar el aumento en la corriente y en donde el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario comprende una valoración de corriente máxima del dispositivo de protección en el que el dispositivo de protección se abre para detener un flujo de la corriente a la carga.
- 40 **9.** El sistema de la reivindicación 6, en el que el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario y el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario comprenden valores personalizables establecidos por un usuario.
- 45 **10.** El sistema de la reivindicación 6, en donde la unidad de procesamiento está configurada adicionalmente para:
- 50 obtener una valoración de temperatura máxima para el transistor de potencia, en donde la expresión matemática relaciona además la valoración de temperatura máxima del transistor de potencia con el tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo.
- 11.** Un medio legible por ordenador no transitorio que contiene instrucciones ejecutables por al menos un procesador, el medio legible por ordenador comprendiendo:
- 55 una o más instrucciones para recibir (1415, 1435) un ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario o un ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario asociados con un dispositivo de protección (Dispositivo de protección 1-n) conectado en serie con una carga (CARGA 1-n), una o más instrucciones para recibir (1425) una medición de corriente a través del transistor de potencia (210) o para recibir (1445) una medición del tiempo de sobrecarga asociado con la corriente, en donde el transistor de potencia suministra la corriente a la carga y al dispositivo de protección y en donde el tiempo de sobrecarga comprende un tiempo transcurrido desde un comienzo de un aumento en la corriente a través del transistor de potencia;
- 60 una o más instrucciones para recibir (1400) una medición de una temperatura de una placa base de un módulo que incluye el transistor de potencia, en donde la placa base del módulo está acoplada a un disipador de calor a través de un material conductor de calor; y
- 65 una o más instrucciones para determinar (1405) una temperatura T_2 del disipador de calor en base a la

- 5 temperatura medida de la placa base del módulo que incluye el transistor de potencia, una o más instrucciones para usar una expresión matemática, que relaciona la temperatura T_2 determinada y la corriente medida con un tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo, para determinar (1420) un aumento de corriente del transistor de potencia máximo para el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario o para determinar (1440) un tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo específico para el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario; y una o más instrucciones para apagar selectivamente (1430, 1450), el transistor de potencia en base a:
- 10 a) si la corriente medida iguala o excede el aumento de corriente del transistor de potencia máximo determinado, o
b) si el tiempo de sobrecarga medido iguala o excede el tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo específico determinado.
- 15 **12.** El medio legible por ordenador no transitorio de la reivindicación 11, en donde el transistor de potencia es un componente de un inversor en un sistema de alimentación ininterrumpida (UPS), y en donde el transistor de potencia comprende un transistor bipolar de puerta aislada (IGBT), un transistor de efecto de campo metal óxido semiconductor (MOSFET), o un transistor de efecto de campo de puerta de unión (JFET).
- 20 **13.** El medio legible por ordenador no transitorio de la reivindicación 11, en donde el ajuste de tiempo de sobrecarga especificado por el usuario comprende una cantidad de tiempo mínima requerida por el dispositivo de protección para abrir un circuito posteriormente a encontrar el aumento en la corriente y en donde el ajuste de amperaje de sobrecarga especificado por el usuario comprende una valoración de corriente máxima del dispositivo de protección en el que el dispositivo de protección se abre para detener un flujo de la corriente a la carga.
- 25 **14.** El medio legible por ordenador no transitorio de la reivindicación 11, que comprende además:
una o más instrucciones para determinar una curva de transferencia de calor que expresa una tasa de transferencia de calor desde el transistor de potencia al disipador de calor como una función de un aumento en la corriente a través del transistor de potencia; y
30 una o más instrucciones para determinar una curva de temperatura del transistor de potencia que expresa un cambio en la temperatura del transistor de potencia como una función de un aumento en la corriente a través del transistor de potencia,
en donde la expresión matemática relaciona adicionalmente la curva de transferencia de calor y la curva de temperatura del transistor de potencia con el tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo.
- 35 **15.** El medio legible por ordenador no transitorio de la reivindicación 11, que comprende además:
una o más instrucciones para obtener una valoración de temperatura máxima para el transistor de potencia, en donde la expresión matemática relaciona además la valoración de temperatura máxima del transistor de potencia con el tiempo de sobrecarga del transistor de potencia máximo.
- 40
- 45
- 50
- 55
- 60
- 65

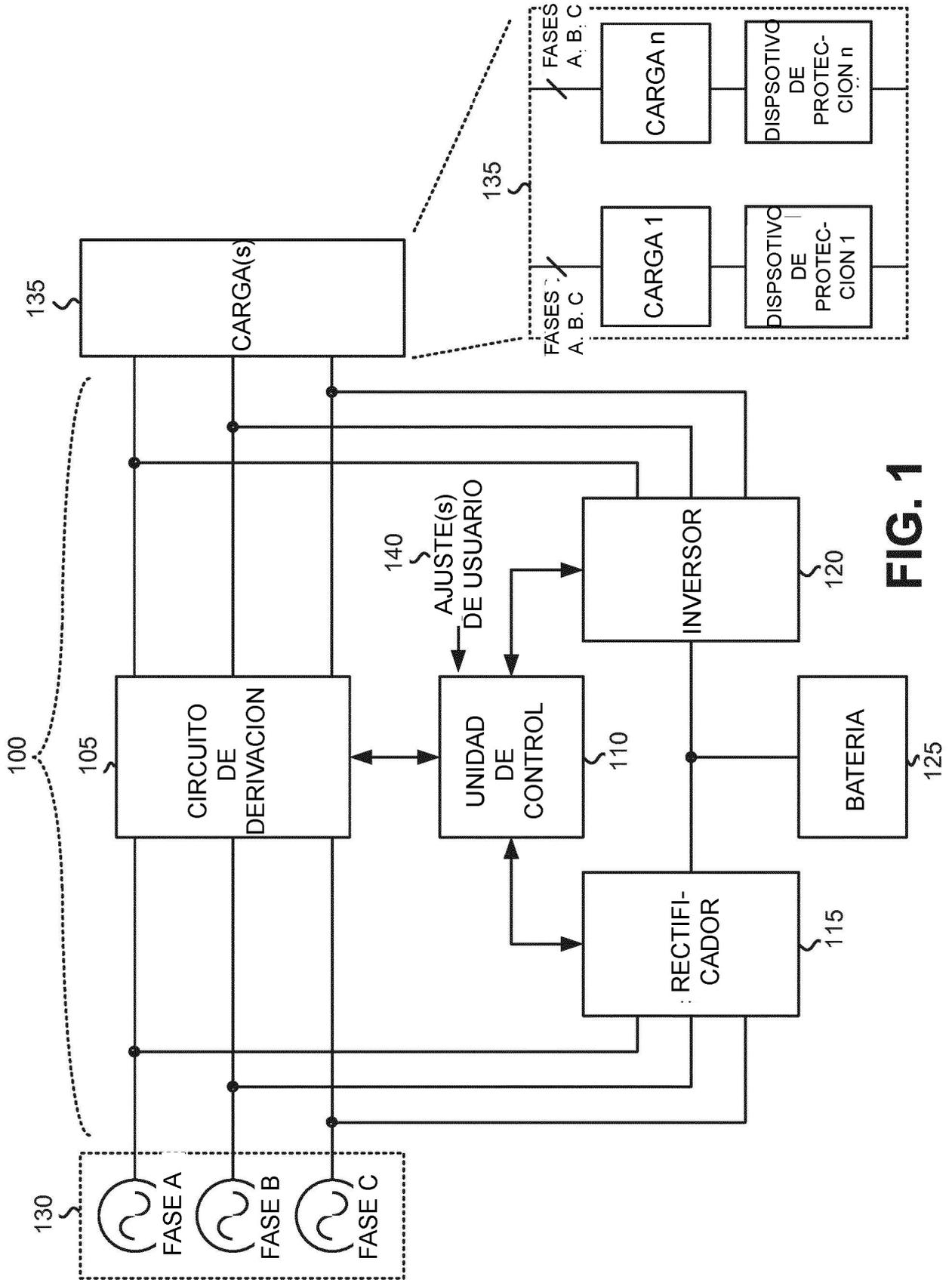


FIG. 1

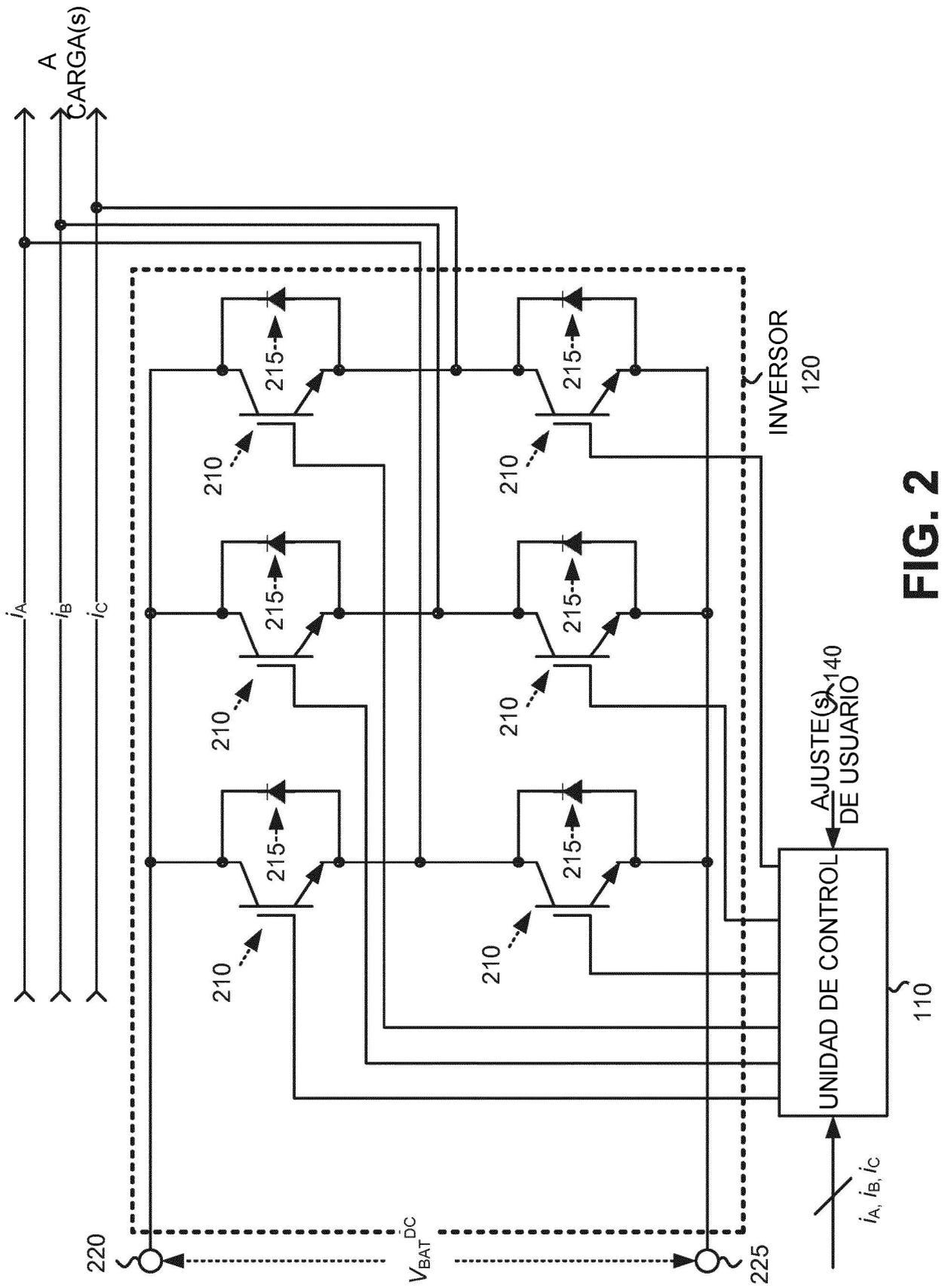


FIG. 2

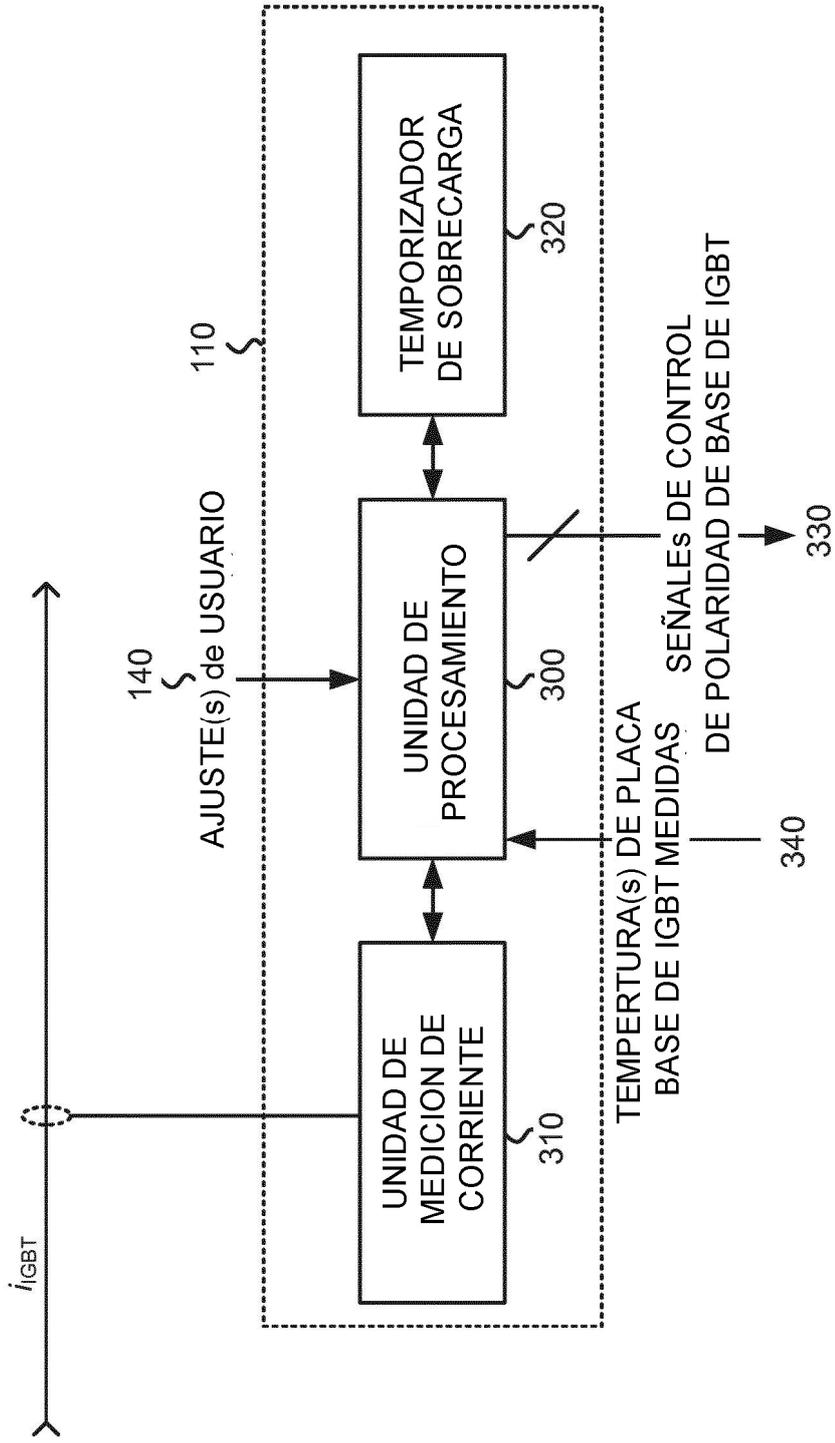


FIG. 3

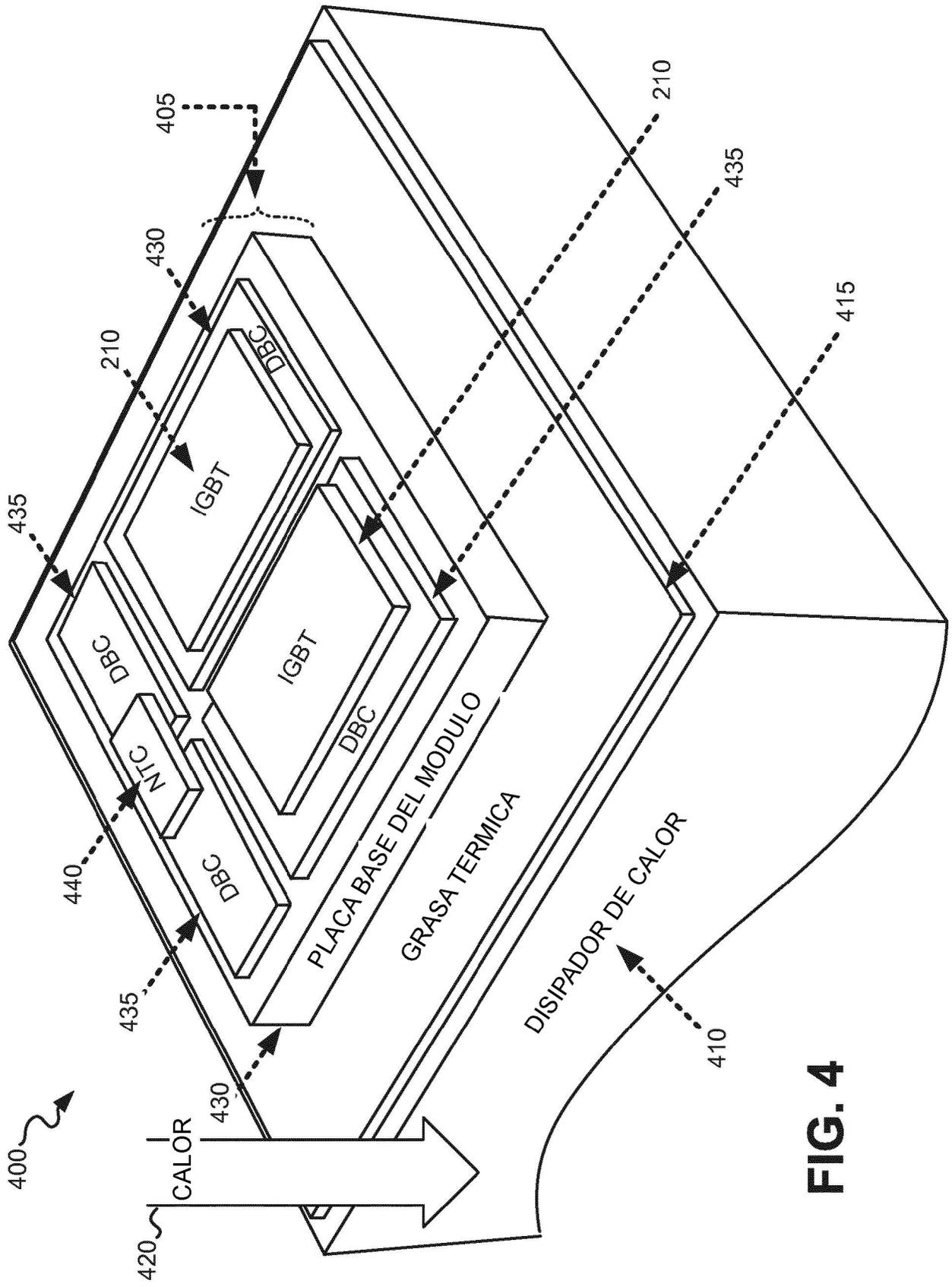


FIG. 4

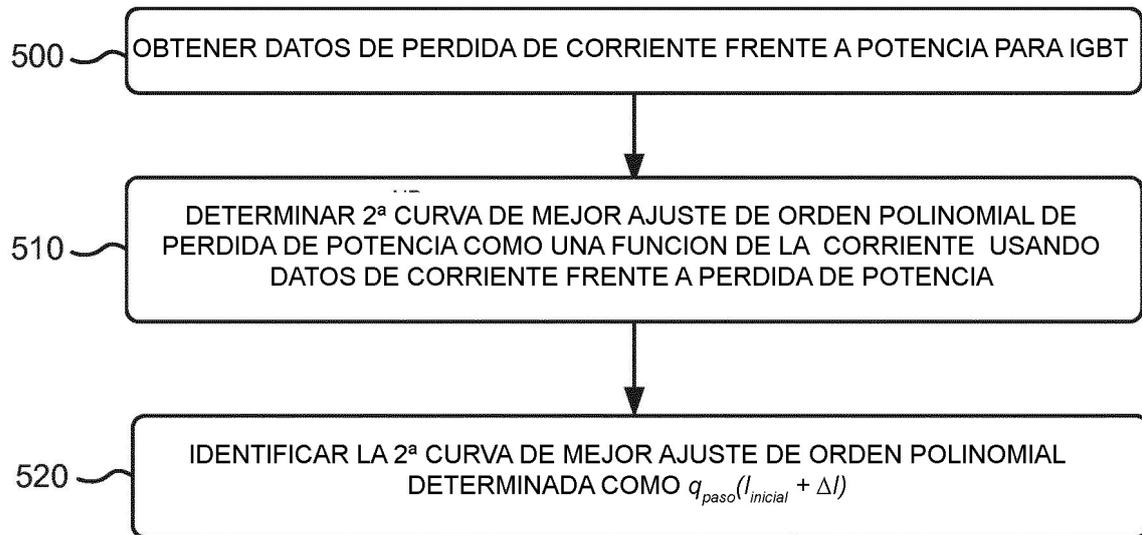


FIG. 5

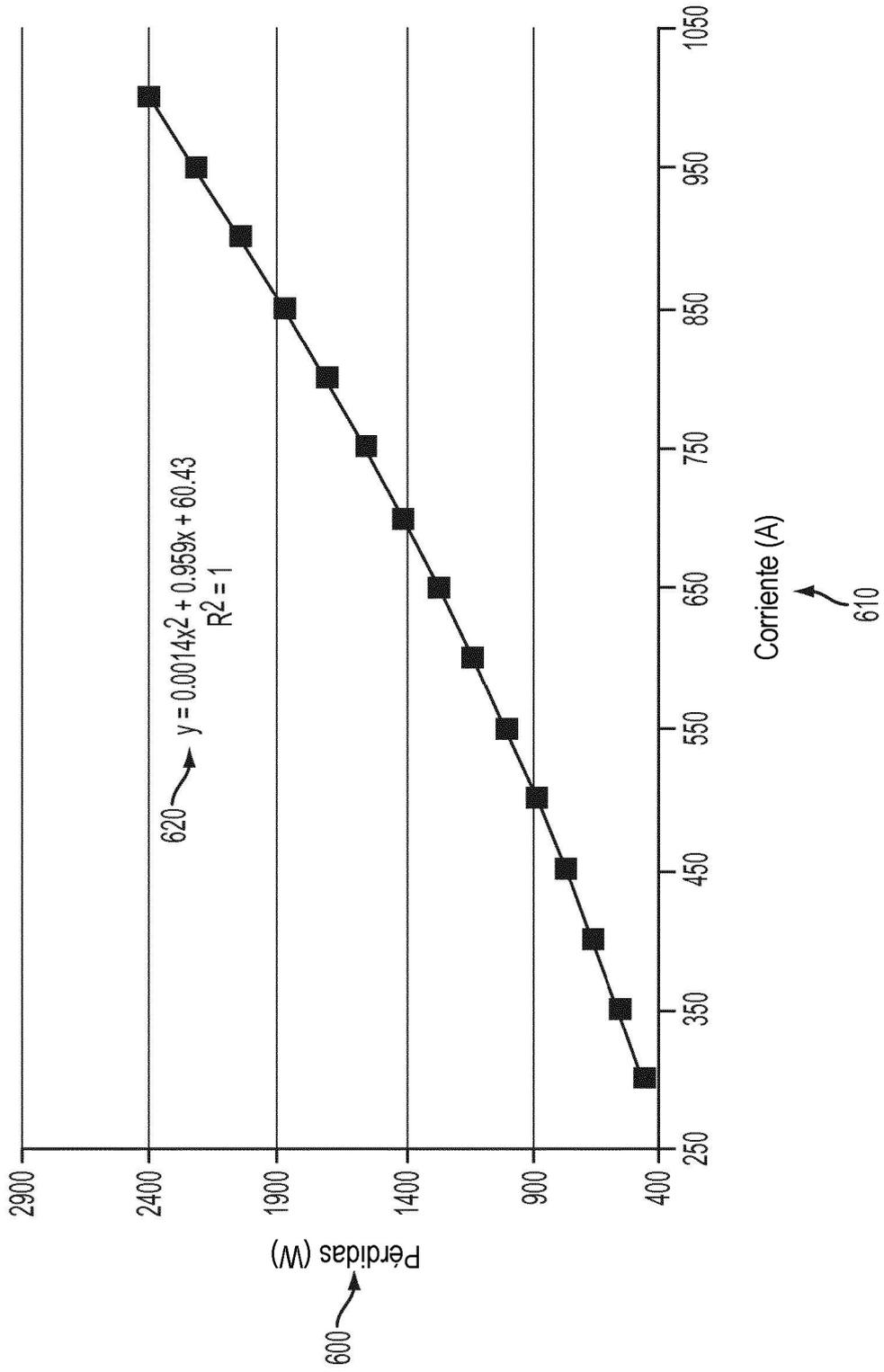


FIG. 6

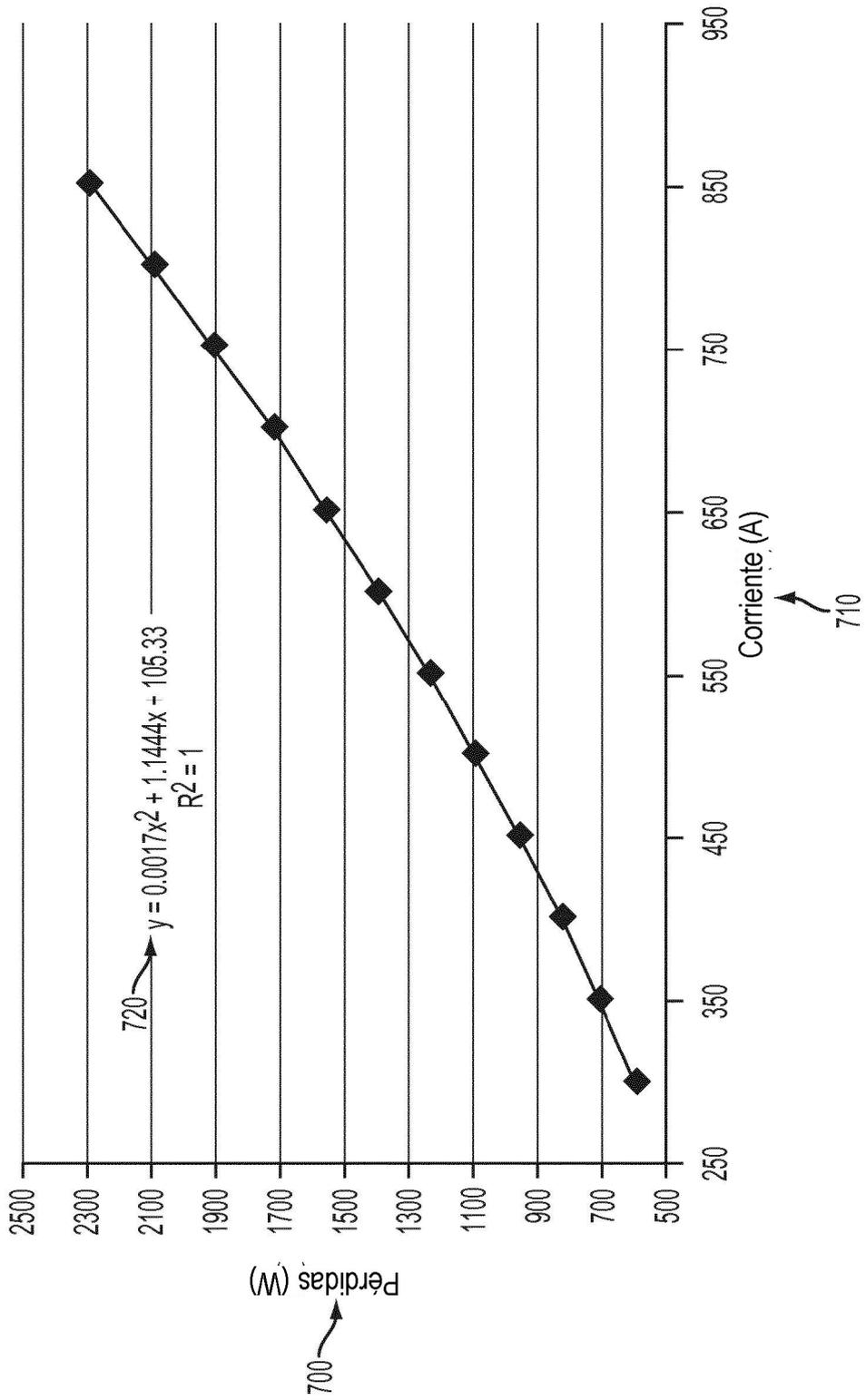


FIG. 7

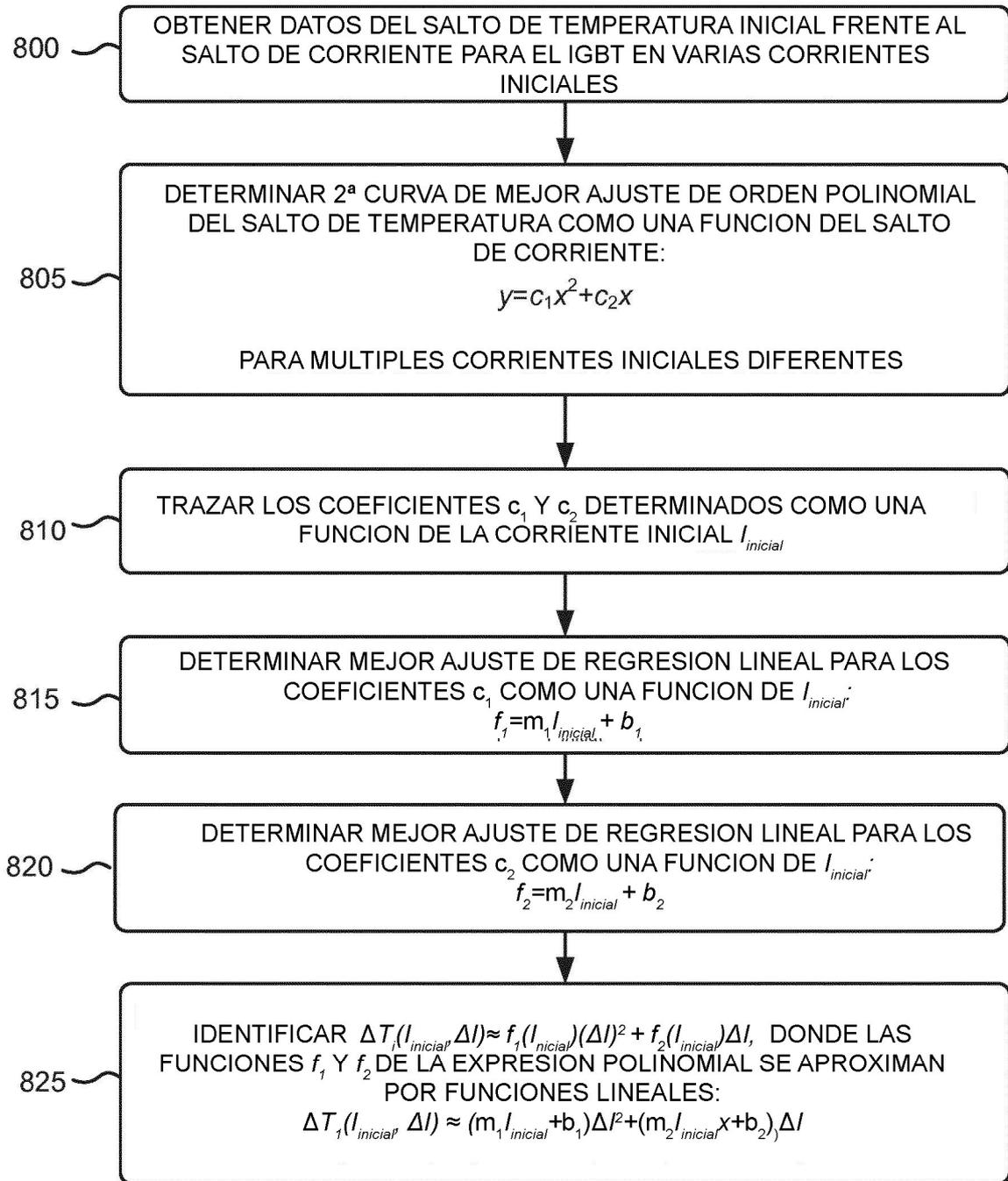


FIG. 8

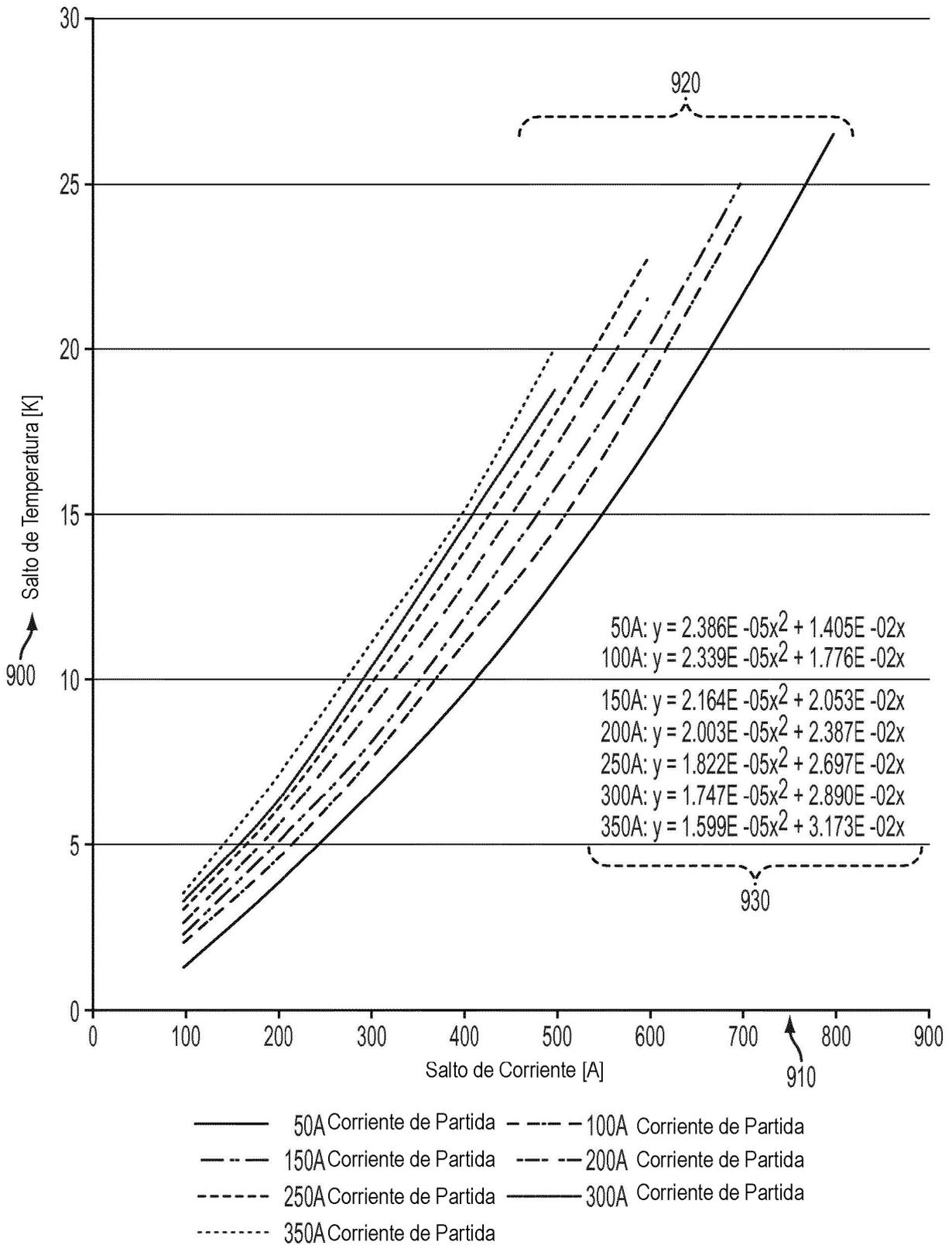


FIG. 9

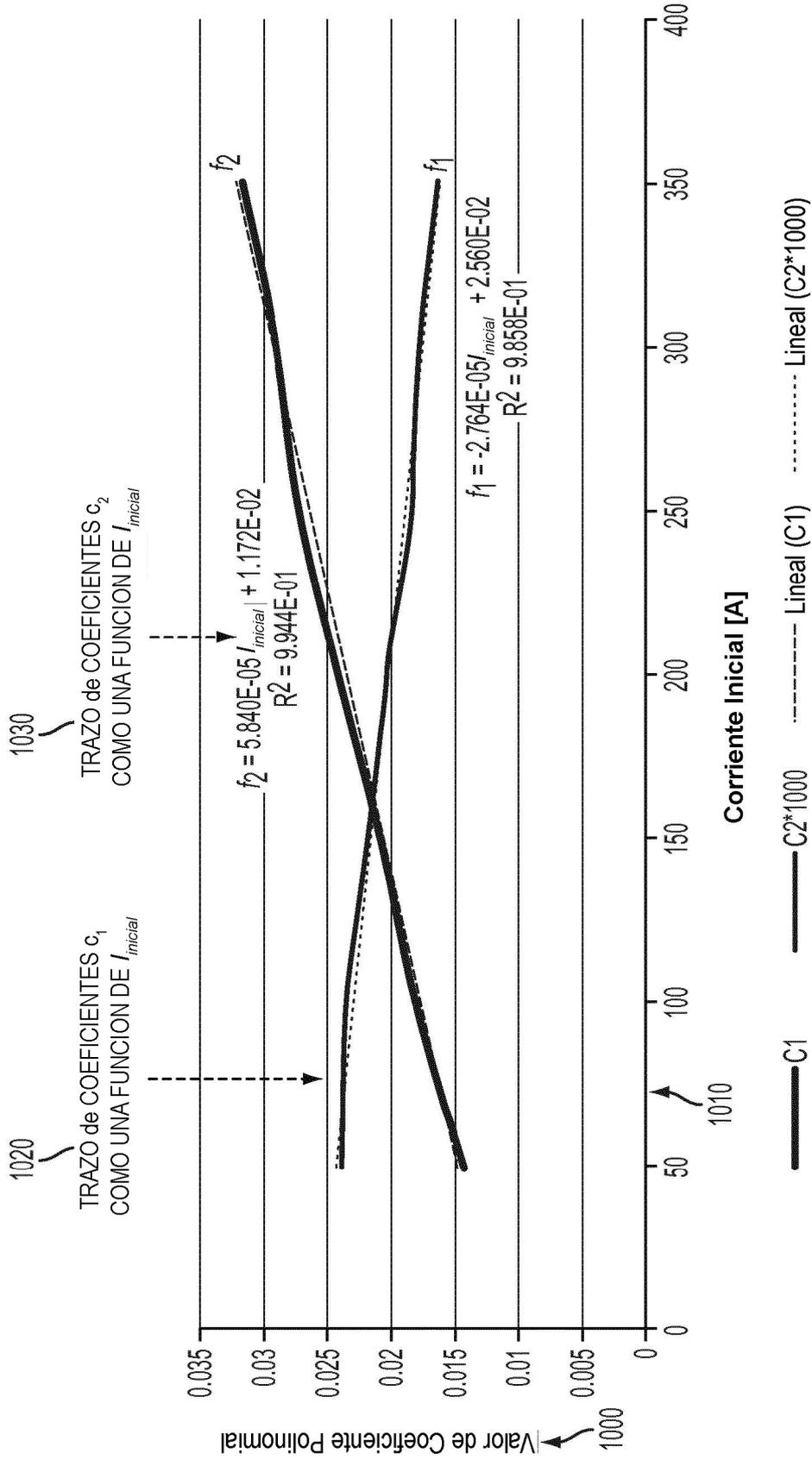


FIG. 10

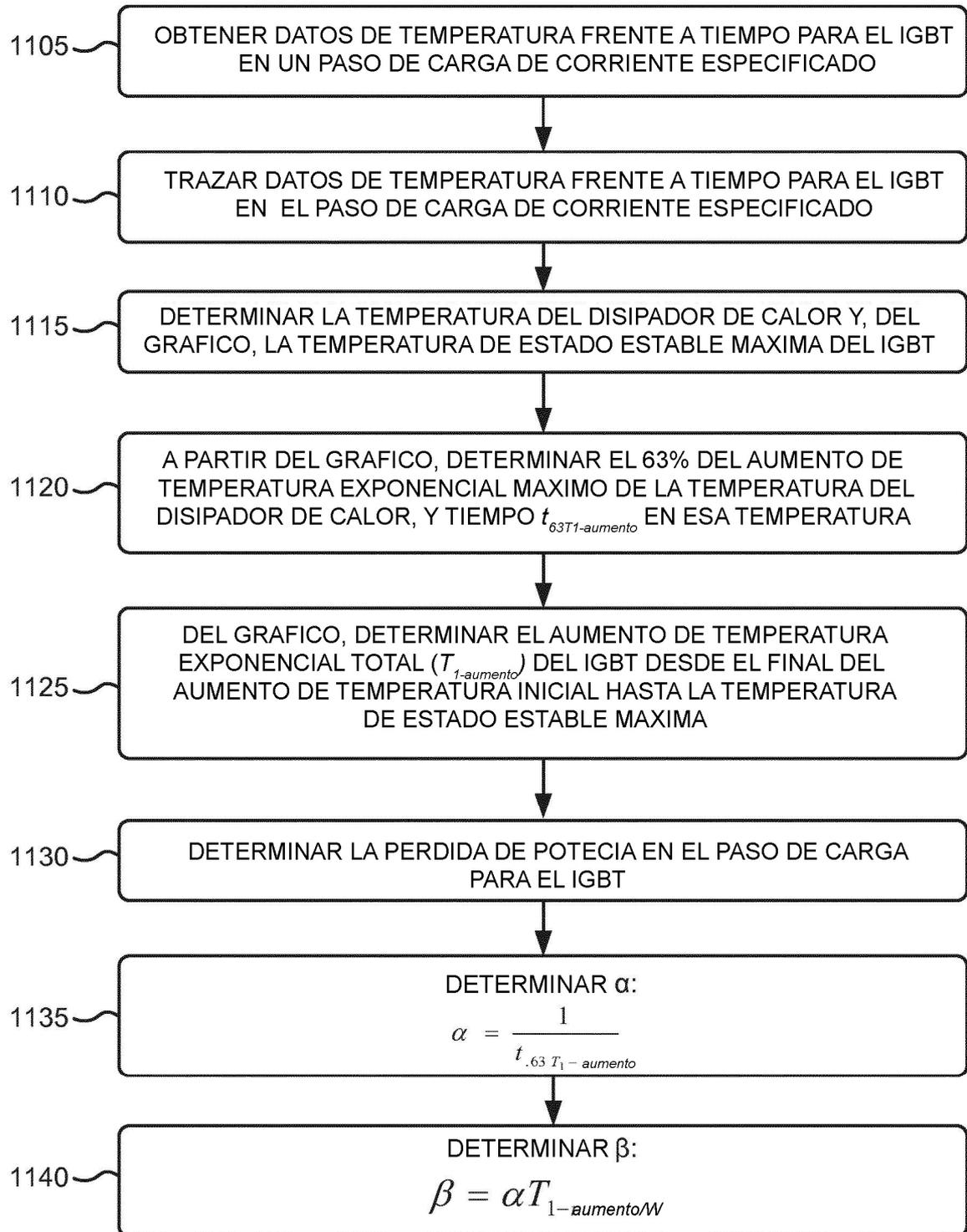
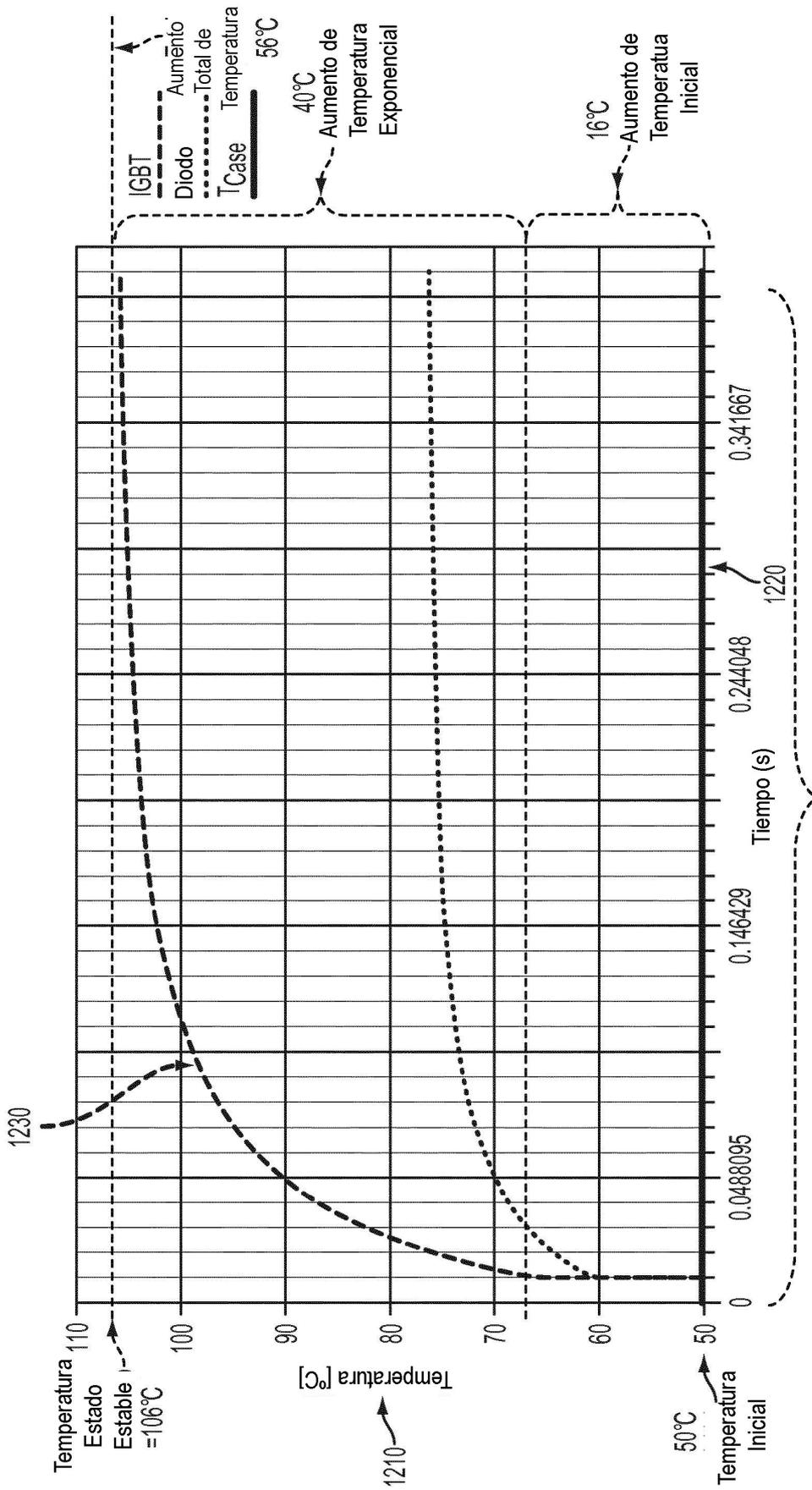
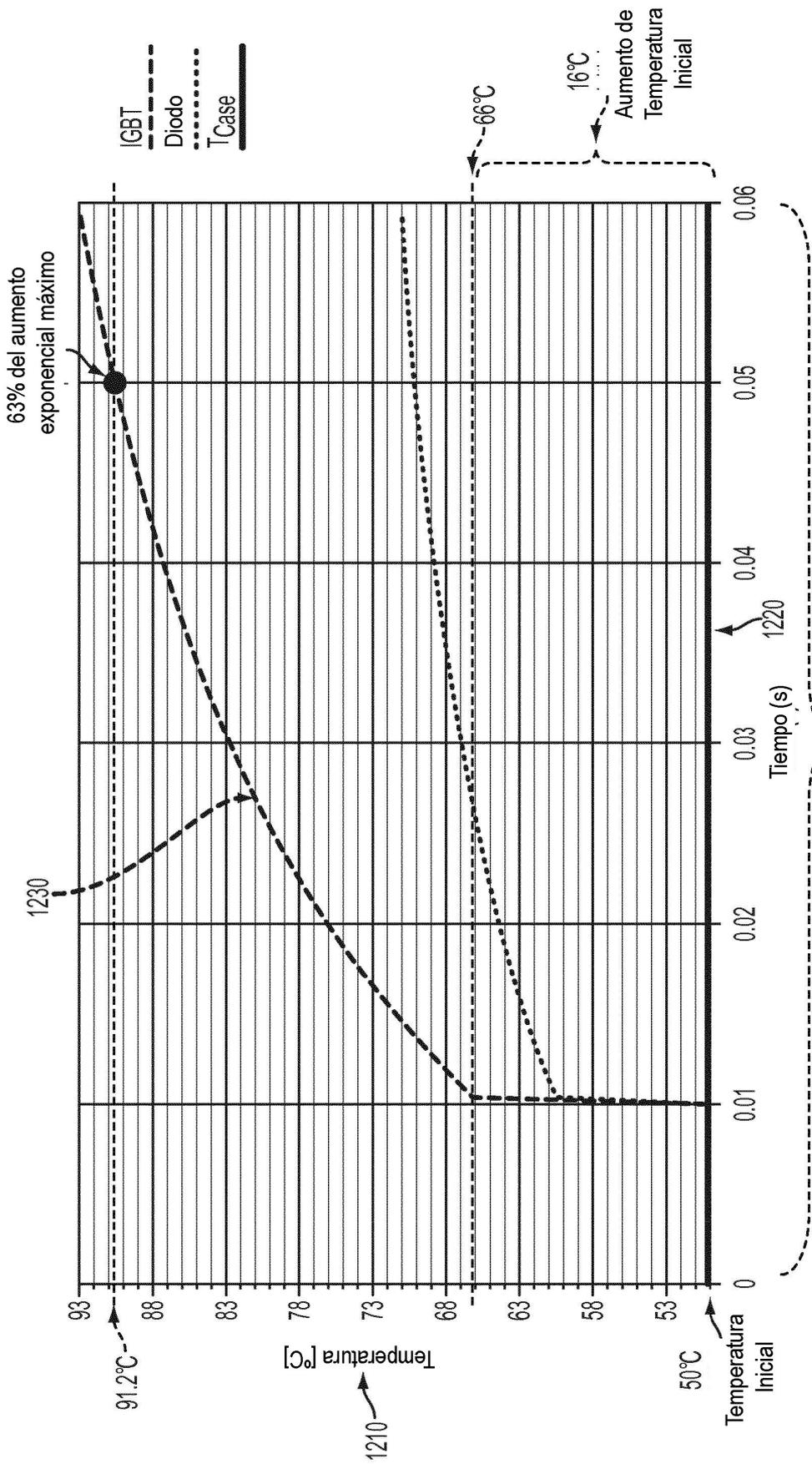


FIG. 11



Intervalo de Tiempo en el Gráfico: 0s a ≈0,40s

FIG. 12



Resolución Expandida del Tiempo en el Gráfico: 0s a ≈0,06s

FIG. 13

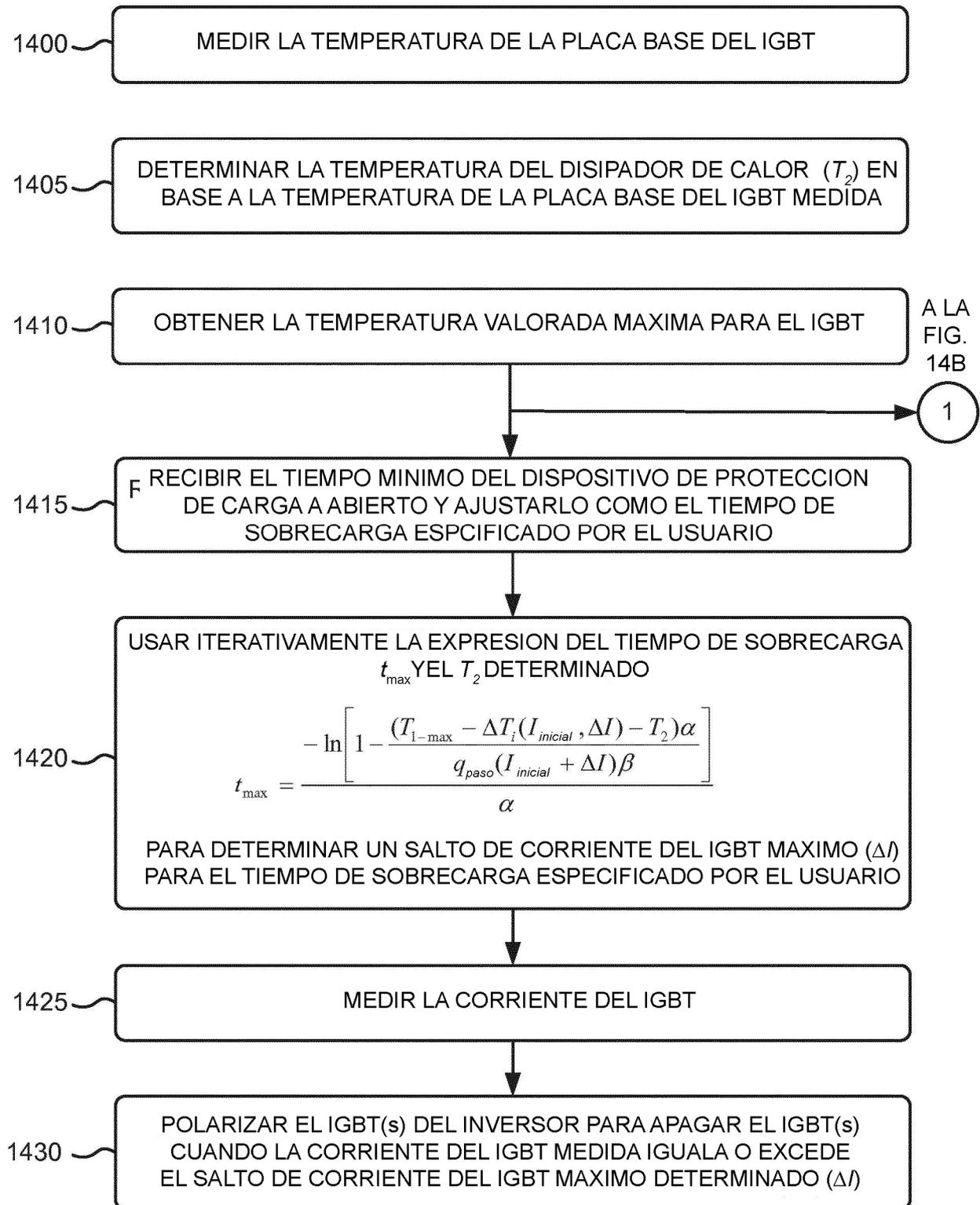


FIG. 14A

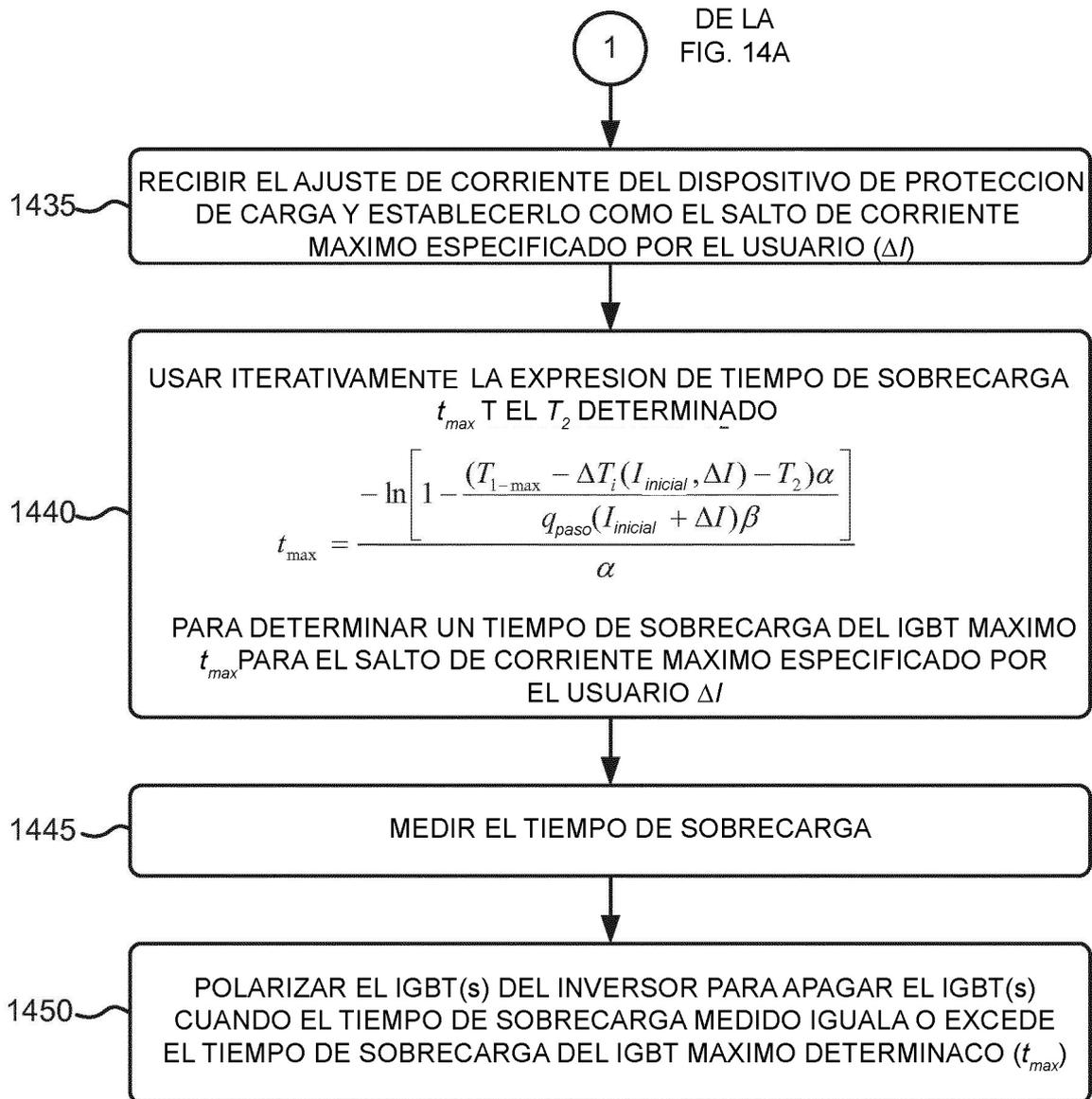


FIG. 14B

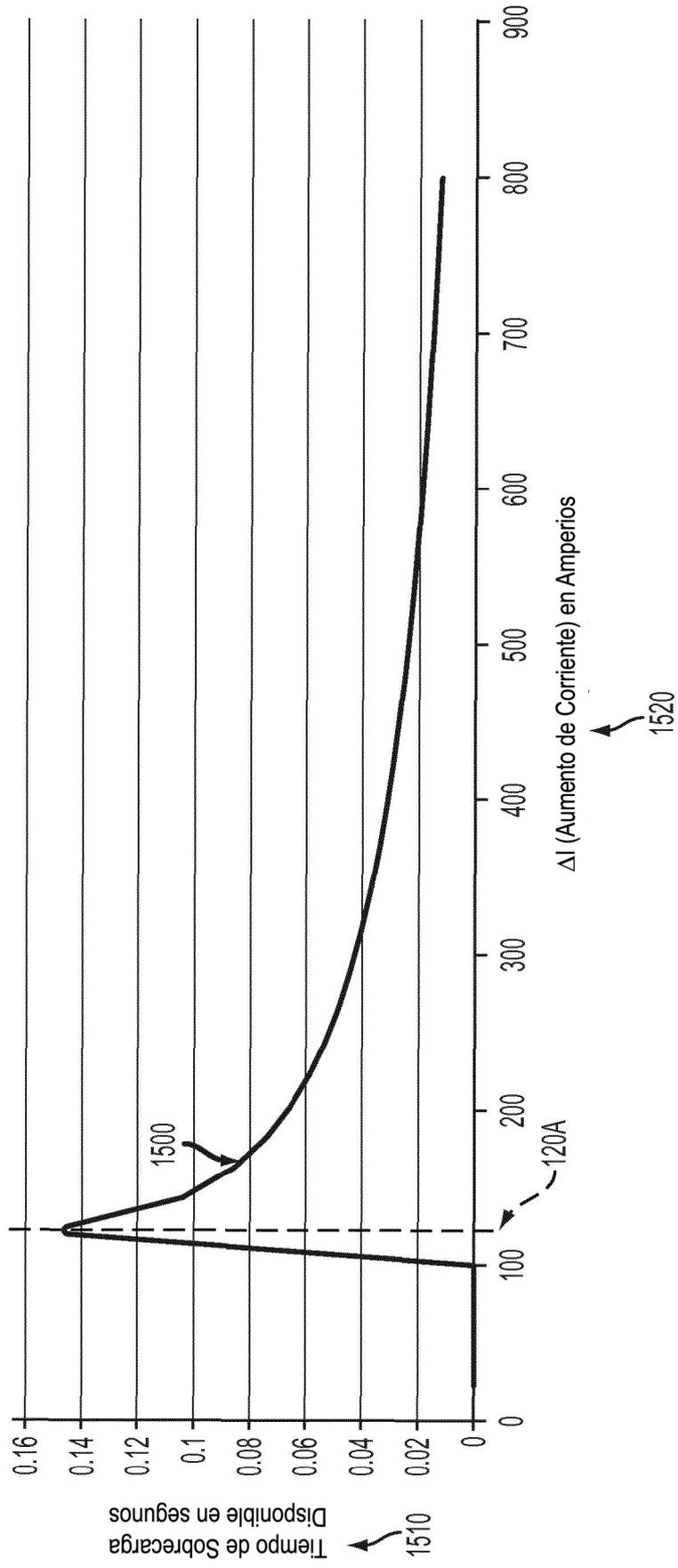


FIG. 15

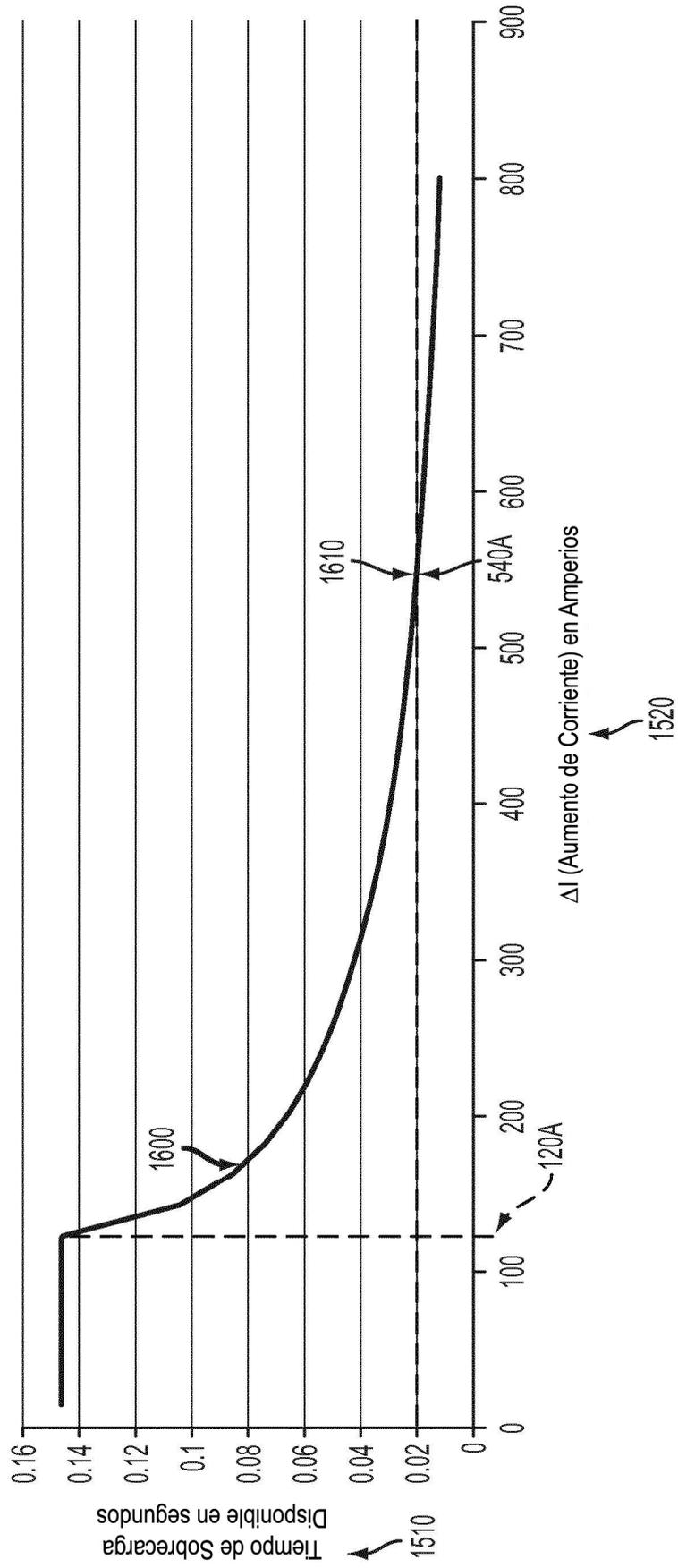


FIG. 16