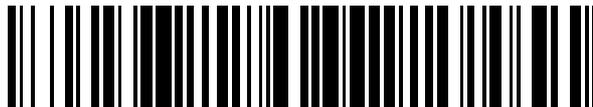


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 792 898**

51 Int. Cl.:

B82Y 15/00 (2011.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **23.09.2015 PCT/CA2015/000500**

87 Fecha y número de publicación internacional: **31.03.2016 WO16044917**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **23.09.2015 E 15844306 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **12.02.2020 EP 3198348**

54 Título: **Generación de una secuencia de control para control cuántico**

30 Prioridad:

24.09.2014 US 201462054630 P

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

12.11.2020

73 Titular/es:

**QUANTUM VALLEY INVESTMENT FUND LP
(100.0%)
560 Westmount Road North
Waterloo ON N2L 0A9, CA**

72 Inventor/es:

**HINCKS, IAN, N.;
GRANADE, CHRIS, E.;
BORNEMAN, TROY, W. y
CORY, DAVID, G.**

74 Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 792 898 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

Generación de una secuencia de control para control cuántico

5 Referencia cruzada a aplicaciones relacionadas

La presente solicitud reivindica prioridad a la solicitud provisional de Estados Unidos N.º de Serie 62/054.630, presentada el 24 de septiembre de 2014.

10 Antecedentes

La siguiente descripción se refiere a generar una secuencia de control para el control de un sistema cuántico.

15 Los campos de control se usan a menudo para manipular los sistemas cuánticos. Por ejemplo, puede usarse una secuencia de pulsos electromagnéticos para controlar un sistema de espines. Los algoritmos basados en la teoría de control óptimo (OCT) se han usado para diseñar campos de control para operaciones específicas. Por ejemplo, la ingeniería de pulso de ascenso gradiente (GRAPE) proporciona un marco para usar la teoría de control óptimo para generar secuencias de pulsos para aplicaciones de resonancia magnética.

20 Sumario

En un aspecto general, una secuencia de control para un sistema cuántico se genera basándose en un modelo de distorsión.

25 En algunos aspectos, un sistema de control está configurado para interactuar con un sistema cuántico. El sistema cuántico incluye cúbits que responden a una señal de control generada por el sistema de control, y el sistema de control está configurado para generar la señal de control en respuesta a una señal de entrada. Un sistema informático puede generar una secuencia de control (que puede incluir, por ejemplo, una secuencia de valores para la señal de entrada) basándose en una operación objetivo a aplicar a los cúbits. La secuencia de control puede generarse basándose en la operación objetivo, un modelo de sistema cuántico, un modelo de distorsión y posiblemente otra información. El modelo de sistema cuántico representa el sistema cuántico e incluye un parámetro de control que representa la señal de control. El modelo de distorsión representa una relación no lineal entre la señal de control y la señal de entrada. La secuencia de control puede aplicarse al sistema cuántico mediante la operación del sistema de control.

35 Las implementaciones de estos y otros aspectos pueden incluir una o más de las siguientes características. Un motor de optimización accede a la operación objetivo, al modelo de sistema cuántico y al operador de distorsión para generar la secuencia de control. Generar la secuencia de control comprende usar la teoría de control óptimo para modificar de manera iterativa la secuencia de valores. Un modelo de incertidumbre representa una incertidumbre en un parámetro del sistema de control, y la secuencia de pulsos se genera basándose en la operación objetivo, el modelo de sistema cuántico, el modelo de distorsión y el modelo de incertidumbre. El sistema de control incluye hardware de control clásico, y la relación no lineal representa un fenómeno clásico.

45 Las implementaciones de estos y otros aspectos pueden incluir una o más de las siguientes características. El sistema cuántico incluye un sistema de espines, el sistema de control incluye un dispositivo resonador superconductor, y el parámetro de control incluye la amplitud y la fase del campo magnético generado por el dispositivo resonador superconductor. La señal de entrada es una señal de tensión recibida por el sistema de control, y el modelo de distorsión representa una relación no lineal entre la amplitud del campo magnético y la amplitud de la señal de tensión recibida por el sistema de control.

50 Los detalles de una o más implementaciones se exponen en los dibujos adjuntos y la descripción siguiente. Otras características, objetos y ventajas serán evidentes a partir de la descripción y los dibujos, y de las reivindicaciones.

Descripción de los dibujos

55 La figura 1 es un diagrama esquemático que muestra un ejemplo de sistema de diseño de secuencia de control, un ejemplo de sistema de control y un ejemplo de sistema cuántico.

60 La figura 2 es un diagrama de un modelo de circuito de ejemplo para un circuito resonador en un sistema de control.

La figura 3A muestra una representación gráfica 300A de dos señales de control de ejemplo generadas por el mismo circuito resonador de ejemplo.

65 La figura 3B muestra una representación gráfica 300B de la potencia del estado estable experimentada por un sistema de espines como una función del límite de tensión para la señal de tensión de entrada que acciona el

circuito resonador.

La figura 3C muestra una representación gráfica 300C de la fracción de fallo como una función del límite de tensión para la señal de tensión de entrada que acciona el circuito resonador.

5 La figura 3D muestra una representación gráfica 300D del número de llamadas de distorsión realizadas a la función de distorsión para generar cada uno de los pulsos que han alcanzado el criterio de calidad (fidelidad = 0,99).

10 La figura 4A muestra una representación gráfica 400A de la señal de tensión de entrada y la señal de control a lo largo de la duración de la secuencia de pulsos de ejemplo.

La figura 4B muestra una representación gráfica 400B de la esfera de Bloch para un ejemplo de espín.

15 La figura 4C muestra una representación gráfica 400C de la fidelidad simulada para un intervalo de valores de la constante de no linealidad para la inductancia α .

La figura 4D muestra una representación gráfica 400D de la fidelidad simulada para un intervalo de valores de dos parámetros del modelo de sistema de espines.

20 La figura 5 es un diagrama de flujo que muestra un proceso de ejemplo 500 para controlar un sistema cuántico.

Descripción detallada

25 [1] En algunos aspectos de lo que se describe en el presente documento, se incorporan un modelo del hardware de controlador clásico y una descripción de su operación en un procedimiento general que puede producir secuencias de control robustas y de alta fidelidad para los dispositivos cuánticos. En algunos casos, las puertas que son robustas a las variaciones en el comportamiento del controlador clásico pueden diseñarse incluyendo no solo un modelo del controlador clásico, sino también una descripción de la incertidumbre en los parámetros del mismo modelo dentro de la rutina de optimización de puerta cuántica.

30 [2] En algunas implementaciones, puede incorporarse un modelo de un controlador clásico con dinámicas no invertibles, posiblemente no lineales, en rutinas implementadas por ordenador que encuentran puertas cuánticas robustas de alta fidelidad u otros tipos de secuencias de control. Por ejemplo, puede considerarse que los pulsos de control tienen tanto un espacio de entrada como un espacio de salida con el controlador clásico entre los mismos. En algunos casos, la rutina se realiza por un ordenador clásico que es distinto del dispositivo cuántico. Después de diseñar la secuencia de control, el controlador clásico puede aplicarla, por ejemplo, para operar el dispositivo cuántico.

35 [3] Las demandas de la infraestructura de control clásica, en general, se complican y aumentan a medida que se escalan los dispositivos cuánticos. En algunos casos, la forma de interacción de los ordenadores clásicos con los dispositivos cuánticos puede modificarse para permitir tal escalamiento. En algunos casos, puede generarse una secuencia de control robusta de alta fidelidad para un dispositivo cuántico usando las técnicas de ejemplo descritas en el presente documento. En algunos casos, la secuencia de control incluye una o más puertas cuánticas u otras operaciones diseñadas para operar en un sistema cuántico (por ejemplo, en uno o más cúbits en un sistema cuántico). En algunos casos, las puertas cuánticas están diseñadas para ser robustas a variaciones o distorsiones en el comportamiento de un controlador clásico.

40 En algunos aspectos, un marco de control óptimo general para diseñar secuencias de control puede dar cuenta de las distorsiones de control de hardware, mientras que se mantiene la robustez al ruido ambiental. Las técnicas de ejemplo descritas en el presente documento se demuestran presentando ejemplos de puertas cuánticas robustas optimizadas en la presencia de distorsiones no lineales. En algunos ejemplos, los controladores clásicos no lineales no incurrir en costes computacionales adicionales para la ingeniería de pulsos, lo que permite dispositivos cuánticos más potentes.

45 Las técnicas descritas en el presente documento pueden usarse, en algunos casos, para controlar coherentemente la dinámica de los sistemas cuánticos, tales como, por ejemplo, ordenadores cuánticos, accionadores y sensores que empujan más allá de las capacidades de la informatización clásica y la metrología. Por ejemplo, la informatización cuántica ha presentado una aplicación convincente para el control cuántico, ya que el control de alta fidelidad puede usarse para implementar procesadores de información cuántica que logren una tolerancia a fallos. A medida que los procesadores de información cuántica y otros dispositivos cuánticos continúan creciendo en tamaño y complejidad, los requisitos del hardware de control clásico también aumentan en algunos casos. Esto puede producir situaciones con un equilibrio entre la simplicidad de respuesta del hardware y la capacidad general del hardware.

65

En algunos contextos, el rendimiento de las puertas cuánticas optimizadas numéricamente en aplicaciones de laboratorio depende fuertemente de la respuesta de la electrónica clásica usada para aplicar la secuencia de control. Los modelos de hardware clásicos pueden incluirse en los algoritmos de búsqueda de pulsos de tal manera que las secuencias de control producidas se adapten para que funcionen de manera robusta para los controladores de hardware previstos. Un marco de este tipo puede, en algunos casos, incorporar de manera nativa un comportamiento de hardware no lineal y no invertible, y permitir robustez contra incertidumbres y errores en los parámetros que describen el hardware.

Los modelos de las distorsiones lineales de una secuencia de control, tales como las que aparecen a partir del ancho de banda finito del hardware de control clásico, pueden integrarse en los algoritmos de la teoría de control óptimo (OCT). Además, tales algoritmos pueden modificarse para admitir modelos de hardware que sean no invertibles o no lineales, lo que permite al experimentador aumentar o maximizar la eficacia del control y la sensibilidad de la medición mejorando el rendimiento del hardware sin sacrificar la capacidad de realizar un control cuántico robusto y de alta fidelidad.

En algunas implementaciones, un marco de control puede integrar explícitamente la dinámica sistema-aparato y los componentes de hardware modelo, de tal manera que su efecto en un sistema cuántico puede calcularse y compensarse para usar los algoritmos de la teoría de control óptimo numérico (OCT) para optimizar, o de lo contrario mejorar las secuencias de control. Por ejemplo, las secuencias de control diseñadas usando algoritmos OCT, tales como el algoritmo de ingeniería de pulso de ascenso gradiente (GRAPE), pueden modificarse de tal manera que se vuelvan robustas para una amplia variedad de faltas de homogeneidades de campo, errores de pulso y procesos de ruido. El marco de control también puede usarse en otras aplicaciones y otros protocolos.

En algunos aspectos, un marco de control puede describirse, en general, sin hacer suposiciones sobre el dispositivo de interés, de tal manera que los resultados pueden aplicarse ampliamente a una amplia gama de dispositivos cuánticos. La teoría puede aplicarse a cualquier distorsión lineal, y se demostrará con números cómo pueden incluirse las no linealidades en el hardware de control. Como ejemplo, se obtienen pulsos de control de alta fidelidad para resonadores superconductores fuertemente accionados mostrando una inductancia cinética no lineal, que son robustos a la incertidumbre en la cantidad de no linealidad presente. Si bien el marco de control se aplica, en general, a una amplia gama de modalidades de control cuántico, los resonadores superconductores funcionan bien como un banco de pruebas ilustrativo, habiendo descubierto una aplicación reciente significativa en la resonancia de espín electrónico pulsado (ESR) y el circuito QED para aumentar la sensibilidad de medición de inducción y proporcionar un interfaz para las memorias cuánticas de fotones de microondas.

En algunos aspectos, un marco de control puede describirse en el contexto de control de un sistema cuántico que tiene un sistema Hamiltoniano

$$H(t) = H_0 + \sum_{l=1}^L q_l(t) H_l \quad (1)$$

donde H_0 es el Hamiltoniano interno y $\{H_l\}_{l=1}^L$ son los Hamiltonianos de control. Las envolventes $\{q_l(t)\}_{l=1}^L$ pueden seleccionarse de tal manera que en el momento T , se efectúe el U_{objetivo} unitario total. En algunas implementaciones, el marco de control también es compatible con problemas similares tales como transferencias de estado a estado, valores de expectativa sobre distribuciones estáticas, mapas de sistemas abiertos, etc.

La figura 1 es un diagrama esquemático que muestra un sistema de ejemplo 100 que incluye un sistema de diseño de secuencia de control 102, un sistema de control 104 y un sistema cuántico 106. En algunas implementaciones, el sistema 100 incluye características adicionales o diferentes, y los componentes del sistema pueden estar dispuestos como se muestra en la figura 1 o de otra manera.

En el ejemplo mostrado en la figura 1, el sistema cuántico 106 incluye un número de cúbits, y los cúbits responden a una señal de control 105 generada por el sistema de control 104. El sistema de control 104 produce la señal de control 105 en respuesta a una señal de entrada recibida por el sistema de control 104. La señal de entrada recibida por el sistema de control 104 corresponde a una secuencia de control 103 producida por el sistema de diseño de secuencia de control 102.

En algunos ejemplos, el sistema cuántico 106 incluye un sistema de espines (por ejemplo, un conjunto de espines u otro tipo de sistema de espines) que incluye múltiples espines 140. En tales ejemplos, la señal de control 105 puede ser un tren de pulsos 130 generado por un circuito resonador 120 en el sistema de control 104. La señal de entrada recibida por el sistema de control 104 puede ser, por ejemplo, una o más señales de tensión que corresponden a una secuencia de pulsos 118 proporcionada por el sistema de diseño de secuencia de control 102.

En el ejemplo mostrado en la figura 1, el sistema de diseño de secuencia de control 102 incluye uno o más sistemas

- informáticos (por ejemplo, ordenadores portátiles, ordenadores de escritorio, servidores, grupos de servidores, etc.) que generan la secuencia de control 103. Los sistemas informáticos pueden incluir uno o más procesadores (por ejemplo, FPGA, procesadores de fin general, procesadores de fin especial, circuitería lógica, etc.) y memoria legible por ordenador (por ejemplo, memoria de acceso aleatorio, dispositivos de memoria de solo lectura, discos, dispositivos de almacenamiento, etc.). En el ejemplo mostrado en la figura 1, la memoria legible por ordenador almacena datos (por ejemplo, archivos, programas, software, paquetes de código, etc.) que definen un modelo de sistema cuántico 110, un modelo de distorsión 112 y un motor de optimización 116. En algunos casos, la memoria legible por ordenador almacena datos que definen una o más operaciones objetivo 114.
- 10 En algunas implementaciones, el o los procesadores de datos en el sistema de diseño de secuencia de control 102 pueden acceder al modelo de sistema cuántico 110, al modelo de distorsión 112 y a las operaciones objetivo 114 y generar la secuencia de control 103. Por ejemplo, el motor de optimización 116 puede incluir código informático que se ejecuta por el o los procesadores de datos para producir la secuencia de pulsos 118 basándose en el modelo de sistema cuántico 110, el modelo de distorsión 112, las operaciones objetivo 114 y otras entradas.
- 15 En algunos casos, el sistema de diseño de secuencia de control 102 define los parámetros de la secuencia de control 103 de tal manera que la secuencia de control 103 hará que el sistema de control 104 produzca una señal de control 105 que realiza la operación objetivo en el sistema cuántico 106. Por ejemplo, los parámetros de la secuencia de control 103 pueden incluir los parámetros (por ejemplo, duración, potencia, fase, etc.) de los pulsos individuales en la secuencia de pulsos 118, y los parámetros de la secuencia de pulsos 118 definen las señales de tensión entregadas al sistema de control 104. En respuesta a recibir las señales de tensión, el circuito resonador 120 puede producir el tren de pulsos 130 que se experimenta por los espines 140, y los espines 140 evolucionan bajo el tren de pulsos 130 de una manera que corresponde a las operaciones objetivo 114.
- 20 En algunos casos, el modelo de sistema cuántico 110 incluye un parámetro de control que representa la señal de control 105. En el ejemplo mostrado, el modelo de sistema cuántico 110 puede ser o incluir el Hamiltoniano $H(t)$ (por ejemplo, el Hamiltoniano de ejemplo en la Ecuación 1 u otro Hamiltoniano), y el parámetro de control en el modelo de sistema cuántico 110 puede ser el parámetro de campo magnético (\vec{q}). Pueden usarse otros tipos de parámetros de control.
- 25 En algunas implementaciones, el modelo de distorsión 112 representa una relación no lineal entre la señal de control experimentada por el sistema cuántico 106 y la señal de entrada recibida por el sistema de control 104. En el ejemplo mostrado, el modelo de distorsión 112 representa la relación no lineal entre la secuencia de pulsos 118 producida por el sistema de diseño de secuencia de control 102 y el tren de pulsos 130 producido por el sistema de control 104. La relación no lineal puede provocarse, por ejemplo, por uno o más componentes del sistema de control 104. Por ejemplo, el sistema de control 104 puede incluir componentes de hardware clásicos (por ejemplo, uno o más componentes del circuito resonador 120, un amplificador 122, un mezclador 124, etc.) que provocan no linealidades al menos en ciertos regímenes de operación.
- 30 En algunos ejemplos, el sistema de control 104 incluye un dispositivo resonador superconductor que tiene un régimen lineal de operación y un régimen de operación no lineal, y la relación no lineal entre la señal de entrada recibida por el sistema de control 104 y la señal de control 105 producida por el sistema de control 104 se produce cuando se opera el dispositivo resonador superconductor en el régimen de operación no lineal. Por ejemplo, la secuencia de pulsos 118 puede aplicarse a los espines 140 operando el dispositivo resonador superconductor en su régimen de operación no lineal. En tales ejemplos, el modelo de distorsión 112 tiene en cuenta las dinámicas no lineales del circuito resonador 120 en el régimen de operación no lineal. En algunos ejemplos, el modelo de distorsión 112 tiene en cuenta los efectos no lineales de otro hardware (por ejemplo, el amplificador 122, el mezclador 124, etc.) en el sistema de control 104. La relación no lineal representada por el modelo de distorsión 112 puede surgir debido al fenómeno clásico (es decir, no cuántico) que se produce en el circuito resonador 120 u otros componentes de hardware clásicos del sistema de control 104.
- 35 En algunas implementaciones, el motor de optimización 116 genera la secuencia de control 103 basándose en uno o más algoritmos que comienzan con un conjunto inicial de parámetros (por ejemplo, una "estimación" inicial) y modifica de manera iterativa el conjunto de parámetros hasta alcanzar una condición de terminación. Por ejemplo, la condición de terminación puede ser o incluir un número de iteraciones ejecutadas por el algoritmo, un número de pulsos en una secuencia de pulsos, una duración umbral (máxima o mínima) de pulsos en una secuencia de pulsos, una duración umbral (máxima o mínima) de la secuencia de control, un umbral (máximo o mínimo) para uno o más criterios de calidad, o una combinación de los mismos. Los criterios de calidad pueden incluir una o más funciones objetivas que se mejoran u optimizan por el motor de optimización 116 basándose en la operación objetivo 114. Por ejemplo, las funciones de optimización pueden incluir la fidelidad entre una operación simulada y una operación unitaria objetivo, la fidelidad entre un estado cuántico simulado y un estado cuántico objetivo, o una combinación de las mismas y otros tipos de funciones de optimización.
- 40 En algunas implementaciones, el motor de optimización 116 genera la secuencia de control 103 usando la teoría de control óptimo para encontrar parámetros de secuencia de control que optimizan una función objetivo en virtud de
- 45
- 50
- 55
- 60
- 65

las limitaciones definidas por el modelo de sistema cuántico 110, el modelo de distorsión 112, las operaciones objetivo 114, y posiblemente otras limitaciones. Como un ejemplo, el algoritmo de ingeniería de pulso de ascenso gradiente (GRAPE) proporciona un marco para usar la teoría de control óptimo para generar secuencias de pulsos para aplicaciones de resonancia magnética. El marco proporcionado por el algoritmo de GRAPE u otro algoritmo de teoría de control óptimo puede modificarse para incluir el modelo de distorsión 112 que tiene en cuenta las dinámicas no lineales en el sistema de control 104, y posiblemente otros tipos de modelos e información relacionada.

En el ejemplo mostrado, las funciones $\{q_l(t)\}_{l=1}^L$ vistas por el sistema cuántico representan una versión distorsionada de lo que se ha introducido en el hardware clásico. En una descripción numérica, puede discretizarse el dominio de tiempo y el hardware relevante puede modelarse por un operador de distorsión discretizada. En este caso, el operador de distorsión discretizada es una función $g: \mathbb{R}^N \otimes \mathbb{R}^K \rightarrow \mathbb{R}^M \otimes \mathbb{R}^L$ que toma una secuencia de pulsos de entrada, \vec{p} , con alguna etapa de tiempo asociada dt , y emite una versión distorsionada del pulso, $\vec{q}=g(\vec{p})$, con una etapa de tiempo asociado δt . En este caso, el vector \vec{p} representa el pulso como generado por el sistema de diseño de secuencia de control 102, y el vector \vec{q} representa el pulso que genera el Hamiltoniano visto por el sistema cuántico 106, como se ilustra en la figura 1.

Los números enteros N y M representan el número de etapas de tiempo de entrada y de salida respectivamente, y K y L representan el número de campos de control de entrada y de salida respectivamente. En el caso del control en cuadratura resonante de un cúbit, $K = L = 2$. En esta exposición, se omiten los subíndices en las etapas de tiempo dt y δt por simplicidad de la notación; no se requiere una discretización de tiempo uniforme. En algunos casos, la condición $\delta t < dt$ permite una simulación precisa del sistema cuántico. La condición $M \cdot \delta t = N \cdot dt$ no necesita mantenerse, por ejemplo, $M \cdot \delta t > N \cdot dt$ puede ser útil cuando la distorsión tiene un tiempo de señalización finito.

El operador de distorsión discretizada g puede obtenerse a menudo a partir de un operador de distorsión continuo $f: L_1(\mathbb{R}, \mathbb{R}^K) \rightarrow L_1(\mathbb{R}, \mathbb{R}^L)$ que toma un pulso de entrada continuo $\alpha(t)$ y emite un pulso distorsionado $\beta(t) = [f[\alpha]](t)$. La versión discretizada puede obtenerse componiendo f en cada lado mediante un operador de discretización y de falta de discretización, $g = f_1 \circ f \circ f_2$.

En algunos ejemplos, las técnicas convencionales de la teoría de control óptimo pueden modificarse para incluir el operador distorsión g . Por ejemplo, considérese la función objetivo unitaria,

$$\Phi[\vec{q}] = \left| \text{Tr} \left(U_{\text{objetivo}}^\dagger \prod_{m=1}^M e^{-i\delta t (H_0 + \sum_{l=1}^L q_{m,l} H_l)} \right) \right|^2 / d^2, \quad (2)$$

usada en el algoritmo de GRAPE, donde d es la dimensión espacial de Hilbert, usada para normalizar la función objetivo al intervalo unitario. Pueden sumarse penalizaciones a esta función objetivo básica con el fin de exigir que la solución admita ciertas propiedades. Por ejemplo, las funciones de penalización se han usado para garantizar la robustez, para controlar el ruido y la fluencia de pulso limitada o para garantizar que se eviten los subespacios no deseados.

En algunas implementaciones, el efecto del hardware de control puede incorporarse modificando la función objetivo para conformarse con el operador de distorsión,

$$\Phi_g[\vec{p}] = \Phi \circ g(\vec{p}). \quad (3)$$

Usando la regla de la cadena multivariable, se calcula el gradiente de Φ_g para que sea

$$\nabla_{\vec{p}}(\Phi_g) = \nabla_{g(\vec{p})}(\Phi) \cdot J_{\vec{p}}(g) \quad (4)$$

$$[J_{\vec{p}}(g)]_{m,l,n,k} = \frac{\partial g_{m,l}}{\partial p_{n,k}} \quad (5)$$

donde el punto representa una contracción sobre los índices m y l , y donde $J_{\vec{p}}(g)$ es el Jacobiano de g en \vec{p} . Si bien la evaluación de $\nabla_{g(p)}(\Phi)$ puede lograrse simulando la acción de los pulsos $M \times L$, el algoritmo de GRAPE proporciona una expresión para este gradiente en términos de intervalos de tiempo unitarios que ya se han calculado,

$$\frac{\partial \Phi}{\partial q_{m,l}} = -2 \operatorname{Re} [\langle P_m | i \delta t H_l X_m \rangle \langle X_m | P_m \rangle], \quad (6)$$

donde

$$P_m := \left(\prod_{i=m+1}^M U_i^\dagger \right) U_{\text{objetivo}},$$

$$X_m := \prod_{i=m}^1 U_i$$

y donde

$$U_i(\vec{q}) = \exp(-i \delta t [H_0 + \sum_{l=1}^L q_{m,l} H_l]).$$

Por lo tanto, si puede calcularse el Jacobiano $J_{\vec{p}}(g)$, entonces puede calcularse el gradiente total de Φ . En algunos casos, el resto del algoritmo puede seguir, por ejemplo, como en el algoritmo de GRAPE convencional. Ya que el coste de evaluar g en general no crecerá más que polinomialmente con el número de cúbits, el coste de cálculo para ejecutar el algoritmo puede permanecer efectivamente sin cambios con respecto al algoritmo de GRAPE convencional, ya que todavía está dominado por el coste de calcular los exponenciales de la matriz M .

A pesar de que el algoritmo de GRAPE se describe como una rutina de ejemplo para mejorar u optimizar la función objetivo, esta elección se basa en gran medida de las propiedades de convergencia favorables del algoritmo, y no impide el uso de una rutina diferente. En particular, GRAPE es un algoritmo codicioso que intenta encontrar un valor óptimo más cercano al valor inicial eligiendo una dirección relacionada con la pendiente cuesta arriba más empinada. Los optimizadores globales como Nelder-Mead, los algoritmos genéticos o los algoritmos de gradiente híbrido podrían usarse sin modificación sustituyendo la función objetivo habitual, Φ , con la función objetivo modificada por distorsión, Φ_g . Tales rutinas pueden ser útiles, por ejemplo, en los casos donde se sabe que el panorama de control está saturado de máximos subóptimos. Los métodos sin gradiente pueden ser ventajosos, por ejemplo, en casos donde es difícil o demasiado costoso calcular el tensor Jacobiano de Φ_g .

Haciendo uso del formalismo abstracto descrito anteriormente, el primer ejemplo es el operador de distorsión continua dado por la convolución con un núcleo $L \times K$ $\phi(t)$,

$$\beta(t) = f(\alpha)(t) = (\phi * \alpha)(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi(t - \tau) \cdot \alpha(\tau) d\tau. \quad (7)$$

El núcleo de convolución ϕ puede modelar distorsiones que pueden describirse mediante una ecuación diferencial lineal, como un tiempo de aumento exponencial simple, una diafonía de línea de control o la función de transferencia del hardware de control. Se calcula el operador de distorsión discretizado para que sea

$$q_{m,l} = \sum_{n=1, k=1}^{N,K} \left(\int_{(n-1)\delta t}^{n\delta t} \phi_{l,k}((m-1/2)\delta t - \tau) d\tau \right) p_{n,k}. \quad (8)$$

donde se ve que actúa como un mapa lineal,

$$\vec{q} = g(\vec{p}) = \tilde{\phi} \cdot \vec{p}, \quad (9)$$

donde se contrae sobre los índices n y k con los componentes del tensor $\tilde{\phi}$ dado por las integrales

$$[\tilde{\phi}]_{m,l,n,k} = \int_{(n-1)\delta t}^{ndt} \phi_{l,k} ((m-1/2)\delta t - \tau) d\tau. \quad (10)$$

En este ejemplo, la matriz Jacobiana puede darse por $J_{\vec{p}}(g)=\tilde{\phi}$ que es independiente del pulso \vec{p} . Los ejemplos de distorsiones lineales específicas que hacen uso de esta fórmula incluyen un resonador o cavidad con un factor de calidad Q grande y otros. Como un ejemplo específico, un resonador o cavidad con un factor de calidad Q grande puede almacenar energía durante tiempos largos en comparación con las etapas de tiempo que se usan en el diseño de pulso. Si este efecto no se incluye en la optimización al integrar la ecuación diferencial de distorsión durante un período suficiente, entonces la acción integrada del pulso en el sistema cuántico puede no ser precisa. Esto puede abordarse definiendo la imagen del operador de distorsión para representar un intervalo de tiempo más largo que el dominio, pero esto puede ser un inconveniente en la práctica experimental (por ejemplo, cuando es necesario apagar un pulso rápidamente). Una alternativa es compensar activamente la señalización introducida por un Q grande y exigir que el pulso distorsionado llegue a cero en una etapa de tiempo dado.

Para un resonador con solo elementos lineales, este problema se ha resuelto apelando a la función de transferencia $h: \mathbb{R}^M \rightarrow \mathbb{R}^K$,

$$g[\vec{p}] = f_1[f_2(\vec{p}) * h] \quad (12)$$

donde $*$ es el operador de convolución. Para el caso $M = K = 1$, la función de transferencia toma la forma simple

$$h(t) = Ae^{-t/\tau_c} \quad (13)$$

para alguna amplitud A y donde $\tau_c = Q/\omega_0$ es una constante de tiempo. En este caso, un segmento de pulso adicional, de amplitud

$$p_{K+1} = -A \frac{g[\vec{p}]_m}{e^{\delta t/\tau_c} - 1}, \quad (14)$$

puede sumarse, donde m es un índice de etapa de tiempo de tal manera que $t_m = t_k$.

En el caso no lineal, Q, ω_0 y A no son constantes, sino que dependen de \vec{p} . Una solución es modificar el rendimiento funcional para incluir la demanda de que la señalización llegue a cero definiendo

$$\Phi'_g(\vec{p}) := \Phi_g(\vec{p}) - \Omega_g(\vec{p}) = (\Phi - \Omega) \circ g. \quad (15)$$

Para compensación de señalización

$$\Omega_{RD} := \sum_{m=m_0}^M |p_m|^2, \quad (16)$$

donde m_0 es el índice de etapa de tiempo en el que se comienza a exigir que la solución llegue a cero. Las derivadas de esta función se encuentran de tal manera que $\vec{\nabla}\Phi'$ se calcula dado $\vec{\nabla}\Phi$ y $J(g)$. Ya que una solución que tiene alta fidelidad con un objetivo unitario y admite compensación de señalización puede ser difícil de encontrar en algunos casos, puede usarse un método de compensación de señalización para generar unas estimaciones iniciales que resultan en una pequeña penalización $\Phi'_g(\vec{p})$.

Otra solución es incluir la supresión de señalización en el propio operador de distorsión g . Es decir, dado un pulso de entrada \vec{p} , el término forzado α incluye ahora no solo etapas tomadas directamente de \vec{p} , sino también etapas adicionales que se eligen (de acuerdo con los resultados de la siguiente sección) para eliminar la energía de la cavidad en un corto período de tiempo. Esta técnica se ha usado en los ejemplos descritos en el presente documento.

En este caso, obtenemos un esquema para calcular los valores de las etapas de compensación para sumar a un

pulso que actúa para eliminar la energía de un resonador en una escala de tiempo más corta que el tiempo de señalización. En primer lugar, se escribe la ecuación del circuito como

$$\dot{x} = Ax + \alpha b \quad (17)$$

5 donde x es un vector de variables de estado para el circuito, A es una matriz que describe el circuito sin forzar, b es la dirección del circuito en la que se fuerza y α es un escalar controlable que establece la magnitud de la fuerza. En este caso, se supone que ya se ha entrado en el sistema de referencia que rota a la frecuencia de resonancia de tal manera que todas las cantidades sean complejas, donde las cantidades reales corresponden a componentes en fase, y las cantidades imaginarias corresponden a componentes de cuadratura. Obsérvese que para un circuito no lineal, A dependerá del estado del sistema, es decir, $A = A(x)$. Además, α puede depender del tiempo, $\alpha = \alpha(t)$.

10 En algunas implementaciones, el objetivo es comenzar con pulsos sin distorsiones \vec{p}_0 y sumar n_{rd} etapas de longitud dt_{rd} para formar el pulso no distorsionado $\vec{p} = [\vec{p}_0, \vec{p}_{rd}]$, que hace que el pulso distorsionado $g(\vec{p})$ tenga una amplitud cerca de cero al final de la última etapa de tiempo. Para simplificar la tarea, puede hacerse la aproximación de que A permanece constante durante cada una de las etapas de compensación, tomando un valor correspondiente al estado x al final de la etapa de tiempo anterior.

La solución general a la ecuación 17 se da por

$$x(t) = e^{tA}x_0 + \int_0^t \alpha(s)e^{(t-s)A}b ds. \quad (18)$$

20 Sustituyendo una solución de forzado continuo y trasladando la coordenada de tiempo de tal manera que $t = 0$ corresponda a la transición desde $(n-1)$ ésima a n ésima y proporcione la solución

$$\begin{aligned} x(t) &= e^{tA}x_0 + e^{tA} \left[\int_0^t e^{-sA} (\tilde{p}_{n-1} + (\tilde{p}_n - \tilde{p}_{n-1})(1 - e^{-s/\tau_r})) ds \right] b \\ &= e^{tA}x_0 + [\tilde{p}_n A^{-1}(e^{tA} - I) - (\tilde{p}_n - \tilde{p}_{n-1})(A + I/\tau_r)^{-1}(e^{tA} - e^{-t/\tau_r})] b \end{aligned} \quad (19)$$

25 en la región $t \in [0, dt_{rd}]$. En algunos casos, se desea conducir el estado del sistema, x , a 0. Por lo tanto, puede exigirse que en el tiempo $t = dt_{rd}$, x se convierta en una fracción de su valor al final de la $(n-1)$ ésima etapa, de tal manera que $x(dt_{rd}) = rx_0$ para algunos $r \in [0, 1]$. Puede evitarse establecer $r = 0$ cuando x es grande porque si x cambia demasiado en el intervalo de tiempo dt_{rd} la aproximación de la constante A se romperá. En los casos donde solo puede cambiarse el valor de \tilde{p}_n , en general, la igualdad $x(dt_{rd}) = rx_0$ no podrá alcanzarse. Por lo tanto, puede en cambio minimizarse la cantidad

$$\beta(\tilde{p}_n) = \|P(x(dt_{rd}) - rx_0)\|_2 \quad (20)$$

35 donde P es una matriz semidefinida positiva que relaciona la importancia de minimizar ciertas variables de estado sobre otras. Esta cantidad puede reescribirse como

$$\begin{aligned} \beta(\tilde{p}_n) &= \|w - \tilde{p}_n v\|_2 \\ w &= P[(e^{tA} - rI)x_0 + \tilde{p}_{n-1}(A + I/\tau_r)^{-1}(e^{tA} - e^{-t/\tau_r})] b \\ v &= P[(A + I/\tau_r)^{-1}(e^{tA} - e^{-t/\tau_r}) - A^{-1}(e^{tA} - I)] b. \end{aligned} \quad (21)$$

40 Esta forma muestra que $\beta(\tilde{p}_n)$ se minimiza cuando se elige que \tilde{p}_n sea la amplitud de proyección compleja del vector w sobre v .

$$\tilde{p}_n = \frac{\langle v, w \rangle}{\langle v, v \rangle}. \quad (22)$$

Para referencia, obsérvese que en el límite $\tau_r \rightarrow 0$, los vectores v y w se simplifican a

$$\begin{aligned} w &= P(e^{tA} - rI)x_0 \\ v &= -PA^{-1}(e^{tA} - I)b. \end{aligned} \quad (23)$$

En algunos casos, si existen incertidumbres en algunos parámetros \vec{a} que describen el núcleo de convolución, de tal manera que $\phi(t) = \phi[\vec{a}](t)$, entonces la función objetivo usada en la rutina de optimización puede tomarse como una suma ponderada,

$$\Phi_{g, \langle \vec{a} \rangle} = \sum_{\vec{a}} Pr(\vec{a}) \Phi_{g[\vec{a}]} \quad (24)$$

donde $g[\vec{a}](\vec{p}) = \tilde{\phi}[\vec{a}](\vec{p})$ y la distribución de probabilidad $Pr(\vec{a})$ describen la incertidumbre del parámetro. De esta manera, el sistema de diseño de secuencia de control puede intentar encontrar una solución que funcione bien en general en todos los valores de parámetros probables. Como un ejemplo concreto, si τ_{subida} fuera el tiempo de subida característico de una amplitud de control, podría tener $\vec{a} = (\tau_{subida})$ y generar un pulso que sea robusto a las variaciones en esta escala de tiempo. Por linealidad, el tensor Jacobiano de $\Phi_{g, \langle \vec{a} \rangle}$, es la suma ponderada de los tensores Jacobianos $J_{\vec{p}} g[\vec{a}]$. En algunos casos, la incorporación de distribuciones de parámetros en el operador de distorsión también se aplica al hardware de dispositivos no lineales.

Como otro ejemplo, se considera un sistema cuántico que está controlado por un circuito resonador sintonizado y emparejado con los elementos de circuito no lineales. Para este ejemplo, la figura 2 proporciona un diagrama de un modelo de circuito de ejemplo 200 para un circuito resonador en un sistema de control. Por ejemplo, el modelo de circuito 200 puede representar el circuito resonador 120 en el sistema de control 104 mostrado en la figura 1. En algunos casos, el circuito resonador 120 está representado por un modelo de circuito diferente. El modelo de circuito de ejemplo 200 mostrado en la figura 2 incluye una fuente de tensión 201, un primer condensador 202 que tiene capacitancia C_m , una primera resistencia 203 que tiene una resistencia R_L , un inductor 204 que tiene inductancia L , un segundo condensador 205 que tiene capacitancia C_i y una segunda resistencia 206 que tiene una resistencia R . El modelo de circuito para un dispositivo resonador puede incluir características adicionales o diferentes, y un dispositivo resonador puede operar de otra manera.

En el ejemplo mostrado en la figura 2, la fuente de tensión 201 puede representar una fuente de tensión ideal que corresponde a una secuencia de control. Por ejemplo, la fuente de tensión 201 puede representar la señal de entrada que se entrega al sistema de control 104 cuando se ejecuta la secuencia de pulsos 118. Normalmente, la fuente de tensión es una señal de tensión variable en el tiempo que puede controlarse por un sistema externo, por ejemplo, para controlar la operación del circuito resonador.

El inductor de ejemplo 204 está configurado para producir un campo magnético que interactúa con un sistema de espines. Por ejemplo, el inductor 204 puede representar un componente de un dispositivo resonador de ESR que genera un campo electromagnético de frecuencia de microondas que controla un sistema de espines de electrones en una muestra de ESR, o el inductor 204 puede representar una bobina de NMR que genera un campo electromagnético de radiofrecuencia que controla un sistema de espines nuclear en una muestra de NMR. Pueden usarse otros tipos de inductores y cavidades, y otros tipos de sistemas cúbit.

El modelo de circuito 200 puede usarse para calcular la señal de control generada por el circuito resonador en respuesta a una señal de tensión específica (por ejemplo, una secuencia de pulsos específica u otro tipo de señal de tensión). Por ejemplo, la fuente de tensión 201 puede modelarse de acuerdo con una secuencia de pulsos, y puede calcularse la corriente resultante a través del inductor 204 y otros componentes del modelo de circuito 200.

El modelo de circuito de ejemplo 200 mostrado en la figura 2 puede operar en un régimen no lineal. Por ejemplo, en el régimen no lineal, la inductancia del inductor 204 o la resistencia de la resistencia 206 (o ambas) son funciones de la corriente que pasa a través de las mismas. Por ejemplo, las no linealidades pueden ser consistentes con la inductancia cinética.

En algunos casos, el modelo de circuito 200 se usa para generar un modelo de distorsión que representa una relación no lineal entre una señal de entrada proporcionada por la fuente de tensión 201 y una señal de control producida por el inductor 204. Por ejemplo, el sistema de las ecuaciones diferenciales de la ecuación 26 proporciona un ejemplo de una relación no lineal entre una señal de tensión y la inductancia del inductor 204 que produce la señal de control para controlar el sistema cuántico.

Este ejemplo tiene una forma que es lo suficientemente general como para describir con precisión la mayoría de los resonadores usados actualmente en experimentos de resonancia de espín, incluyendo los resonadores no lineales. Además, podrían incorporarse los circuitos arbitrariamente complejos con polos adicionales, por ejemplo, encontrando sus ecuaciones de circuito con una aplicación convencional de las leyes de Kirchhoff, lo que da como resultado una ecuación de orden superior en lugar de la Ecuación 26.

Los resonadores no lineales superconductores se usan en varias aplicaciones entre las que se incluyen el circuito QED para el procesamiento de información cuántica y las memorias cuánticas, los detectores de inductancia cinéticos de microondas para la astronomía, y la resonancia de espines electrónicos pulsados. A menudo, estos dispositivos se operan en su régimen lineal para evitar las complicaciones que resultan de la no linealidad. Evitar las no linealidades puede necesitar reducir la potencia de entrada, lo que lleva a secuencias de control más largas que reducen el número de operaciones cuánticas que pueden realizarse antes de que el sistema pierda coherencia. Además, la limitación de la potencia de entrada puede eliminar la robustez natural de las secuencias de alta potencia para las incertidumbres en el entorno logrado al modular fuertemente el sistema cuántico.

Si el circuito fuera lineal, la distorsión podría modelarse como una convolución ϕ^* como se ha expuesto anteriormente. Sin embargo, con los elementos de circuito no lineales presentes, puede resolverse numéricamente la ecuación diferencial del circuito para calcular el pulso distorsionado.

Como una primera demostración, se considera un sistema cúbit. Este ejemplo aísla el cambio en un panorama de control inducido por el operador de distorsión no lineal, y los panoramas de control, en general, se escalan bien con la dimensión de espacio de Hilbert. En este ejemplo, un cúbit es un sistema de espines de resonancia cercana cuyo Hamiltoniano, en el sistema de referencia de rotación después de invocar la aproximación de onda rotatoria, es

$$H = \frac{\delta\omega}{2} \sigma_z + (1 + \kappa) \left(\frac{\omega_x(t)}{2} \sigma_x + \frac{\omega_y(t)}{2} \sigma_y \right) \quad (25)$$

donde $\delta\omega$ y κ representan errores de potencia fuera de resonancia y control, respectivamente.

En algunas implementaciones, la evolución de tiempo del circuito representado por el modelo de circuito de ejemplo 200 en la figura 2 se rige por la ecuación diferencial de tercer orden

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_L \\ V_{C_m} \\ V_{C_t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & \frac{-1}{R_L C_m} & \frac{1}{R_L C_m} \\ -\frac{1}{C_t} & \frac{-1}{R_L C_t} & \frac{1}{R_L C_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_{C_m} \\ V_{C_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_s(t)}{R_L C_m} \\ \frac{V_s(t)}{R_L C_t} \end{bmatrix} \quad (26)$$

donde surgen las no linealidades cuando la inductancia, L y la resistencia, R , son funciones de la corriente que las atraviesa. En el caso de la inductancia cinética, estas no linealidades toman la forma

$$L = L(I_L) = L_0(1 + \alpha_L |I_L|^2)$$

$$R = R(I_R) = R_0(1 + \alpha_R |I_R|^\eta) \quad (27)$$

donde α_L , α_R y η son constantes. La inductancia cinética puede conducir a una reducción en la frecuencia de resonancia del circuito, el acoplamiento y el factor de calidad con una potencia creciente como se muestra, por ejemplo, en las figuras 3A y 3B.

La figura 3A muestra una representación gráfica 300A de dos señales de control de ejemplo generadas por el mismo circuito resonador de ejemplo. La representación gráfica de ejemplo 300A incluye un eje vertical 302A que representa la potencia de la señal de control y otro eje vertical 302B que representa la fase de la señal de control. Ambos ejes verticales se muestran con un eje de tiempo horizontal 301. La potencia de la señal de control representada por el eje vertical 302A se muestra en unidades de frecuencia (en particular, MHz), la fase de la señal de control representada por el eje vertical 302B se muestra en unidades de radianes, y el intervalo de tiempo representado por el eje de tiempo horizontal 301 se muestra en unidades de nanosegundos (ns).

En la representación gráfica de ejemplo 300A mostrada en la figura 3A, una primera señal de control generada por el circuito resonador está representada por las líneas discontinuas 305A, 305B; y una segunda señal de control generada por el mismo circuito resonador está representada por las líneas continuas 306A, 306B. La potencia de la segunda señal de control representada por la línea continua 306A se multiplica por un factor de diez (10) en la representación gráfica para su visibilidad. Ambas señales de control se generan por el circuito resonador en respuesta a una señal de entrada cuadrada que dura 300 ns. En particular, la señal de tensión de entrada se conmuta desde amplitud cero a una amplitud de pulso constante a cero (0) ns en la representación gráfica, y la señal de tensión de entrada se conmuta desde amplitud de pulso constante a de vuelta amplitud cero (0) en 300 ns en la representación gráfica. Para la primera señal de control, la amplitud del pulso es de 10 V, lo que hace que el circuito resonador opere en un régimen no lineal. Para la segunda señal de control, la amplitud de pulso es 0,1 V, lo que hace que el circuito resonador opere en un régimen lineal. Por lo tanto, la primera señal de control, representada por las líneas discontinuas 305A, 305B se genera por el circuito resonador en el régimen no lineal, y la segunda señal de control, representada por las líneas continuas 306A, 306B se genera por el circuito resonador en el régimen lineal.

Como se muestra en la figura 3A, la segunda señal de control (en el régimen lineal) tiene una fase constante a lo largo de toda la duración del pulso; al empezar en 0 ns, la potencia de la segunda señal de control (en el régimen lineal) aumenta monótonicamente desde cero (0) MHz a un valor constante, y a partir de 300 ns, la potencia de la segunda señal de control disminuye monótonicamente desde el valor constante de vuelta a cero (0) MHz. Por el contrario, la primera señal de control (en el régimen no lineal) tiene una respuesta sustancialmente diferente. En particular, la fase de la primera señal de control (en el régimen no lineal) fluctúa por encima y por debajo de un valor central antes de estabilizarse al valor central a aproximadamente 100 ns, y la potencia de la primera señal de control (en el régimen no lineal) fluctúa por encima y por debajo de un valor central antes de estabilizarse al valor central a aproximadamente 100 ns. Después de 300 ns, la potencia de la segunda señal de control disminuye monótonicamente desde un valor estable de vuelta a cero, y la fase de la segunda señal de control cambia monótonicamente desde un valor estable a una fase diferente (π radianes).

En el ejemplo mostrado en la figura 3A, las fluctuaciones en la primera señal de control entre cero y 100 ns se provocan por no linealidades en el circuito resonador. Como se muestra en este ejemplo, al aumentar la tensión de la señal de entrada desde el régimen lineal hasta el régimen no lineal del circuito resonador no se provoca simplemente un aumento lineal en la señal de control producida por el circuito resonador. En cambio, al aumentar la tensión de la señal de entrada en el régimen no lineal del circuito resonador se provoca el comportamiento de "timbre" representado por las fluctuaciones entre cero y 100 ns. En algunos casos, esta relación no lineal entre la señal de entrada y una señal de control puede incorporarse en un modelo de distorsión de tal manera que la señal de entrada pueda diseñarse para realizar una operación específica en el sistema cuántico.

La figura 3B muestra una representación gráfica 300B de la potencia de estado estable experimentada por un sistema de espines en función del límite tensión para la señal de tensión de entrada que acciona el circuito resonador. La representación gráfica de ejemplo 300B incluye un eje vertical 312 que representa la potencia de la señal de control y un eje horizontal 311 que representa un límite de tensión de la señal de tensión de entrada. La potencia de la señal de control representada por el eje vertical 312 se muestra en unidades de frecuencia (MHz), y el límite de tensión representado por el eje horizontal 311 se muestra en unidades de voltios. En la figura 3B, la relación entre la potencia de la señal de control y el límite de tensión está representada por la línea 313. Como se muestra en este ejemplo, la frecuencia de estado estable aumenta monótonicamente, pero no linealmente, con el límite de tensión.

Ya que el Hamiltoniano en la Ecuación 25 está escrito en un sistema de referencia que rota a la frecuencia de resonancia del circuito en el régimen lineal, es conveniente escribir la ecuación diferencial en este sistema de referencia. Para este fin, con la Ecuación diferencial 26 abreviada como

$$\dot{\vec{y}}(t) = B(\vec{y}(t))\vec{y}(t) + V_s(t)\vec{b},$$

El cambio complejo de las variables puede introducirse como

$$\vec{x}(t) = e^{-i\omega_0 t} \vec{y}(t).$$

En este nuevo sistema de representación, ya que

$$B(\vec{y}(t)) = B(\vec{x}(t)),$$

la dinámica se convierte en

$$\begin{aligned} \dot{\vec{x}}(t) &= (B(\vec{x}(t)) - i\omega_0 I)\vec{x}(t) + \tilde{V}_s(t)\vec{b} \\ &\equiv A(\vec{x}(t))\vec{x}(t) + \tilde{V}_s(t)\vec{b} \end{aligned} \quad (28)$$

donde se ha invocado la aproximación de onda rotatoria, y $\tilde{V}_s(t)$ es la versión rotatoria de $V_s(t)$. Ahora, las partes reales e imaginarias de la corriente compleja en el sistema de referencia de rotación, $\tilde{I}_L(t) = e^{-i\omega_0 t} I_L(t)$, son proporcionales a través de un factor geométrico a las amplitudes de control que aparecen en el Hamiltoniano,

$$\omega_x(t) \propto \text{Re}[\tilde{I}_L(t)] \quad \text{y} \quad \omega_y(t) \propto \text{Im}[\tilde{I}_L(t)]. \quad (29)$$

En algunos casos, para calcular la distorsión $\vec{q} = g(\vec{p})$ provocada por el circuito resonador, la tensión de entrada del circuito $\tilde{V}_s(t)$ puede establecerse para ser la función constante por tramos con amplitudes procedentes de \vec{p} . Para mejorar las condiciones de rigidez, puede sumarse un pequeño tiempo de subida finito al término forzado $\tilde{V}_s(t)$, que es equivalente a sumar un filtro de paso bajo a la fuente de tensión ideal en el circuito. Ahora pueden resolverse las Ecuaciones 28 para $\tilde{I}_L(t)$ usando la función NDSolve en Mathematica 10, interpolar los resultados y volver a muestrear a una velocidad δ para determinar el pulso distorsionado \vec{q} .

En algunos casos, cuando la distorsión es no lineal, el Jacobiano de g no será constante con respecto al pulso de entrada \vec{p} . Sin embargo, la precisión del Jacobiano puede verse comprometida en favor de tomar un mayor número de etapas ascendentes que, en general, siguen cuesta arriba usando la aproximación

$$\frac{\partial g_{m,l}}{\partial p_{n,k}} \Big|_{\vec{p}} \approx [g(\vec{p} + \epsilon \vec{e}_{n,k}) - g(\vec{p} - \epsilon \vec{e}_{n,k})] / \epsilon \Big|_{m,l}. \quad (30)$$

Estas cantidades pueden precalcularse antes del ascenso de gradiente y por lo tanto solo se suma una constante para el tiempo de cálculo. Las derivadas parciales exactas pueden calcularse para un coste que se escala como $K \cdot N$ y cuya implementación puede paralelizarse altamente. En algunos ejemplos, las derivadas parciales pueden calcularse en este contexto usando las técnicas descritas en la siguiente exposición. Para poblar los elementos del tensor Jacobiano $J_{\vec{p}}(g)$, pueden aproximarse las derivadas parciales de la forma

$$\frac{\partial g_{m,l}}{\partial p_{n,k}} \quad (31)$$

donde g es la distorsión correspondiente al circuito resonador no lineal. Una técnica de ejemplo para aproximar tales derivadas parciales sería usar una fórmula de diferencia central

$$\frac{\partial g_{m,l}}{\partial p_{n,k}} \approx \left[\frac{g(\vec{p} + \epsilon \vec{e}_{n,k}) - g(\vec{p} - \epsilon \vec{e}_{n,k})}{2\epsilon} \right]_{m,l}, \quad (32)$$

donde $\vec{e}_{n,k}$ es el vector unitario en la dirección $\{n, k\}$ y $\epsilon > 0$ es un número pequeño que es mayor que la precisión del solucionador DE. Una aproximación de este tipo usaría llamadas 2NK al solucionador DE. En algunos casos, la aproximación es numéricamente inestable ya que implica la diferencia de dos soluciones DE numéricas cuyos términos forzados son solo ligeramente diferentes; ϵ puede ajustarse cuidadosamente o puede no tener un valor confiable, por ejemplo, cuando se buscan pulsos de alta fidelidad.

Si se considera la aproximación

$$g(\vec{p} \pm \vec{\epsilon}_{n,k}) \approx g(\vec{p}) \pm g(\vec{\epsilon}_{n,k})$$

5 la diferencia central se reduce a

$$\frac{\partial g_{m,l}}{\partial p_{n,k}} \approx [g(\vec{\epsilon}_{n,k})/\epsilon]_{m,l}, \tag{33}$$

10 que es la aproximación proporcionada anteriormente en la Ecuación 30. Esta aproximación no depende del pulso de corriente \vec{p} y, por lo tanto, puede precalcularse eliminando las $2NK$ llamadas a g (es decir, las llamadas de solucionador DE) por etapa de ascensión.

15 Un método exacto para calcular estas derivadas parciales se obtiene a continuación, que llevarán a $N * K + 1$ llamadas al solucionador DE para calcular toda la matriz Jacobiana. Empezando con la ecuación diferencial del resonador

$$\dot{x} = A(x)x + \alpha(t)b. \tag{34}$$

20 Como se ha expuesto, se tiene

$$[g(\vec{p})]_{m,1} = \kappa Re \tilde{I}_L(t_m) \equiv h_1(x(t_m))$$

$$[g(\vec{p})]_{m,2} = \kappa Im \tilde{I}_L(t_m) \equiv h_2(x(t_m)) \tag{35}$$

donde $t_m = (m-1/2)\Delta t$. Por lo tanto, en algunos casos, la parte difícil de calcular

$$25 \quad \frac{\partial g_{m,l}}{\partial p_{n,k}}$$

se calcula

$$30 \quad \frac{\partial \tilde{I}_L}{\partial p_{n,k}},$$

o más en general

$$\frac{\partial x}{\partial p_{n,k}}.$$

35 Se obtiene un conjunto de $K * N = 2N$ ecuaciones de vector diferencial parcial secundario cuyas soluciones muestreadas en el tiempo producen las derivadas parciales. Para hacer esto se toma una derivada parcial

$$\frac{\partial}{\partial p_{n,k}}$$

40 que da, como la componente l ésimo de la ecuación (n, k) ésimo,

$$\frac{\partial}{\partial p_{n,k}} \frac{\partial x_l}{\partial t} = \frac{\partial A_{l,l'}}{\partial x_{l''}} \frac{\partial x_{l''}}{\partial p_{n,k}} x_{l'} + [A(x)]_{l,l'} \frac{\partial x_{l'}}{\partial p_{n,k}} + T_{n,k} b_l, \tag{36}$$

donde se usa la notación de suma Einstein y (en el caso $\tau_r = 0$),

45

$$T_{n,k}(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t \leq dt \\ \vdots & \\ \delta_{1,k} + i\delta_{2,k} & (n-1)dt \leq t \leq ndt. \\ \vdots & \\ 0 & 0 \leq t \leq Ndt \end{cases} \quad (37)$$

Denotando

$$y_{n,k}(t) = \frac{\partial x}{\partial p_{n,k}}(t)$$

$$[A'(x)]_{l,l''} = \frac{\partial A_{l,l'}}{\partial x_{l''}} x_{l'} \quad (38)$$

y conmutando las derivadas parciales, los componentes de la ecuación 36 pueden reescribirse como el vector no lineal PDE

$$\dot{y}_{n,k} = [A'(x) + A(x)]y_{n,k} + T_{n,k}(t)b \quad (39)$$

Por lo tanto, una vez que se ha calculado $x(t)$, puede conectarse a cada uno de los DE para $y_{n,k}$, los DE pueden resolverse con la condición inicial $y_{n,k}((n-1)dt) = 0$ (por causalidad $y_{n,k} = 0$ para $t < (n-1)dt$), y se produce la fórmula exacta

$$\begin{aligned} \frac{\partial g_{m,l}}{\partial p_{n,k}} &= \frac{\partial h_l(x(t))}{\partial p_{n,k}} \Big|_{t=t_m} \\ &= \frac{\partial h_l}{\partial x_{l'}} \frac{\partial x_{l'}}{\partial p_{n,k}} \Big|_{t=t_m} \end{aligned}$$

donde h_l se ha definido implícitamente en la Ecuación 35 y en cada

$$\frac{\partial h_l}{\partial x_{l'}}$$

puede calcularse.

Si tomamos la serie Taylor de $A(x)$ sobre $x = 0$, se tiene

$$A(x) = A_0 + A_1(x) + A_2(x) + \dots \quad (41)$$

donde cada A_p es un polinomio matricial en las coordenadas de x teniendo todos los términos un orden exactamente p . La aproximación de orden 0^{ésimo} de la ecuación 39 da

$$\dot{y}_{n,k} = A_0 y_{n,k} + T_{n,k}(t)b \quad (42)$$

De esta forma, se ve que $y_{n,k}$ es justo el mismo que x donde el DE para x , la ecuación 39, se ha linealizado y la fuerza es el sombrero de copa

$$T_{n,k} : y_{n,k} = x \Big|_{A=A_0, \alpha=T_{n,k}}$$

En algunos casos, la condición de linealización $A = A_0$ es aproximadamente la misma que la garantía $\|A(x) - A_0\| =$

1, que puede cumplirse estableciendo $\alpha = \varepsilon T_{n,k}$ con ε elegido de tal manera que,

$$\left\| A\left(\frac{\varepsilon \|b\|}{\|A_0\|}\right) - A_0 \right\| \ll 1.$$

5 Por lo tanto, la aproximación de orden cero al Jacobiano es

$$\frac{\partial g_{m,l}}{\partial p_{n,k}} \approx \frac{g(\varepsilon e_{n,k})}{\varepsilon}, \quad (43)$$

que proporciona otra derivación de la ecuación 33.

10 Las figuras 4A, 4B, 4C y 4D muestran unos parámetros y otros datos para una secuencia de pulsos de ejemplo generada usando un operador de distorsión basado en el modelo de circuito de ejemplo 200. La secuencia de pulsos de ejemplo se genera basándose en una operación objetivo correspondiente a una rotación de $\pi/2$ alrededor del eje x para un espín de ejemplo. La secuencia de pulsos se genera usando un motor de optimización que usa la teoría de control óptimo para modificar una estimación inicial de la secuencia de pulsos. En particular, se modifica el marco proporcionado por el algoritmo de GRAPE para generar una secuencia de pulsos para

$$U = \left(\frac{\pi}{2}\right)_x,$$

20 basándose en el operador de distorsión obtenido a partir del modelo de circuito de ejemplo 200 de la figura 2. En este ejemplo, se usan los siguientes valores

$$L = 100 \text{ pH } (1 + \alpha_L |I_L|^2)$$

$$R = 0,01 \text{ } \Omega (1 + \alpha_R |I_L|^{\eta_R})$$

$$R_L = 50 \text{ } \Omega$$

$$C_l = 2,49821 \text{ pF}$$

$$C_m = 3,58224 \text{ fF}$$

$$\alpha_L = 0,05 \text{ A}^{-2}$$

$$\alpha_R = 0,001 \text{ A}^{-2}$$

$$\eta_R = 0,7$$

$$\omega_0 = 10,0622 \text{ GHz.}$$

25 La figura 4A muestra una representación gráfica 400A de la señal de tensión de entrada correspondiente a la secuencia de pulsos de ejemplo, y la señal de control a lo largo de la duración de la secuencia de pulsos de ejemplo. La representación gráfica de ejemplo 400A incluye un eje vertical 402A que representa la componente x de la potencia de la señal de control generada por el sistema de control, y otro eje vertical 402C que representa la componente x de la señal de tensión de entrada recibida por el sistema de control. La representación gráfica de ejemplo 400A también incluye un eje vertical 402B que representa la componente y de la potencia de la señal de control generada por el sistema de control, y otro eje vertical 402D que representa la componente y de la señal de

tensión de entrada recibida por el sistema de control. El eje horizontal 401 representa la duración del tiempo de la secuencia de pulsos.

5 En el ejemplo mostrado en la figura 4A, la componente y de la señal de tensión de entrada está representada por una primera línea 403A representada gráficamente contra el eje vertical 402C a la derecha; y la componente x de la señal de tensión de entrada está representada por una segunda línea 403B representada gráficamente contra el eje vertical 402D a la derecha. De manera similar, la componente y de la señal de control simulada está representada por una tercera línea 404A representada gráficamente contra el eje vertical 402A de la izquierda; y la componente x de la señal de control simulada está representada por una cuarta línea 404B representada gráficamente contra el eje vertical 402B a la izquierda. Como se muestra en la figura 4A, la secuencia de pulsos de ejemplo incluye unas etapas de compensación de señalización que están indicadas por las partes de línea discontinua 405A, 405B de las líneas primera y segunda 403A, 403B.

15 En el ejemplo mostrado en la figura 4A, hay 16 etapas de tiempo de 0,5 nanosegundos (ns) de longitud que se muestran como una función de etapa sólida en las líneas primera y segunda 403A, 403B. El pulso se ha realizado para que sea robusto a la incertidumbre estática en los parámetros Hamiltonianos $\delta\omega$ (el desplazamiento de frecuencia del cúbit) y γ (la relación giromagnética del cúbit) y el parámetro de no linealidad α_L . Ya que el circuito tiene un factor de alta calidad en este ejemplo, tardaría muchas veces la duración del pulso para que la cola de señalización decaiga a cero. En este ejemplo, se usa un esquema de supresión de señalización activa con tres etapas de compensación de duraciones 4 ns, 2 ns y 1 ns, como se muestra en las partes de línea discontinua 405A, 405B. Pueden usarse otros tipos de supresión de señalización.

25 La figura 4B muestra una representación gráfica 400B de la esfera de Bloch para un espín de ejemplo que experimenta la señal de control mostrada en la figura 4A. La representación gráfica de ejemplo 400B incluye una línea 420 que representa la trayectoria simulada del estado del espín cuando la secuencia de pulsos mostrada en la figura 4A se aplica al espín por el circuito resonador. Como se muestra en la figura 4B, el estado del espín experimenta una rotación de $\pi/2$ alrededor del eje x, que corresponde a la operación objetivo para la que se ha diseñado la secuencia de pulsos.

30 La figura 4C muestra una representación gráfica 400C de la fidelidad simulada para un intervalo de valores de la constante de no linealidad para la inductancia α_L . La representación gráfica de ejemplo 400C incluye un eje vertical 432 que representa la fidelidad de la señal de control simulada para la operación objetivo (una rotación $\pi/2$ alrededor del eje x), y un eje horizontal 431 que representa la constante de no linealidad para la inductancia α_L . La fidelidad se representa como $1 - F$, lo que significa que el valor ideal es cero. Como se muestra por la línea 434 representada gráficamente en la figura 4C, la fidelidad permanece por debajo de 10^{-2} a lo largo del intervalo simulado completo de α_L , y tiene un mínimo por debajo de 10^{-8} en el valor central de $\alpha_L = 0,05 \text{ A}^{-2}$.

40 La figura 4D muestra una representación gráfica 400D de la fidelidad simulada para un intervalo de valores de dos parámetros del modelo de sistema de espines. En particular, la fidelidad simulada se muestra para un intervalo de valores de la relación giromagnética γ y el desplazamiento de frecuencia $\delta\omega$. La representación gráfica de ejemplo 400D incluye un eje vertical 441 que representa el intervalo simulado de valores para la relación giromagnética γ , y un eje horizontal 442 que representa el intervalo simulado de valores para el desplazamiento de frecuencia $\delta\omega$. El sombreado en la representación gráfica 400D indica la fidelidad de acuerdo con la leyenda 445 mostrada en la figura 4D. La fidelidad se representa como $1 - F$, lo que significa que el valor ideal es cero. Como se muestra en la figura 4D, la fidelidad permanece por debajo de 10^{-2} a lo largo de sustancialmente todo el intervalo simulado para ambos parámetros, y tiene un mínimo por debajo de 10^{-5} en el valor central de $\gamma = \delta\omega = 0$.

50 Una vez demostrada la capacidad de encontrar una puerta robusta en presencia de un operador de distorsión no lineal, se considera el efecto que tiene sobre el panorama de control. En la presencia de un operador de distorsión no trivial, encontrar soluciones óptimas podría ser más costoso, medido en el número de etapas tomadas por el optimizador. Por lo tanto, podría esperarse razonablemente un equilibrio entre el coste de cálculo y la duración del tiempo de puerta. Se ha realizado un estudio numérico para examinar esta relación en un contexto de ejemplo.

55 En el estudio numérico, la potencia de entrada permitida al resonador usado por el motor de optimización se limita por 10 tensiones diferentes que van desde 1 V a 10 V, donde 1 V está en el borde del régimen lineal, y 10 V es altamente no lineal. Para cada uno de estos límites, se intenta calcular un pulso que tenga una fidelidad de al menos $F = 0,99$ para una operación objetivo correspondiente a una rotación de $\pi/2$ alrededor del eje x con 160 tiempos de pulso, y usando una estimación inicial aleatoria diferente cada vez. La duración total del pulso se establece en

$$60 \quad T_{\text{pulso}} = \frac{0,25}{f_{\text{s.s.}}},$$

donde $f_{\text{s.s.}}$ es la frecuencia de activación en estado estacionario del resonador en el límite de tensión correspondiente. El número de etapas de tiempo se mantiene constante en $N = 16$ para cada prueba. Se ha usado la

aproximación de gradiente de la Ecuación 30. En cada prueba, se cuenta el número de veces en que se llama a la función de distorsión g . Los resultados se muestran en las figuras 3C y 3D, donde puede verse que el número de llamadas en realidad tiende a disminuir a medida que aumenta la no linealidad permitida, lo que indica que el panorama de control no se vuelve más difícil de navegar.

5 La figura 3C muestra una representación gráfica 300C de la fracción de fallo como una función del límite de tensión para la señal de tensión de entrada que acciona el circuito resonador. La representación gráfica de ejemplo 300C incluye un eje vertical 316 que representa el porcentaje de pulsos que ha fallado al alcanzar un criterio de calidad antes de que el tamaño de etapa del pulso fuera efectivamente cero. En este ejemplo, el criterio de calidad era una fidelidad de 0,99. El eje horizontal 311 representa el límite de tensión de la señal de tensión de entrada. En la figura 10 3C, los puntos discretos en la línea 317 representan las fracciones de fallo respectivas para diez valores discretos del límite de tensión. En cada valor del límite de tensión, se han buscado 160 pulsos, teniendo cada pulso una duración total de pulso de $T_{\text{pulso}} = 0,25/f_{s.s.}$. Donde $f_{s.s.}$ representa la frecuencia de estado estable correspondiente mostrada en la figura 3B. Como se muestra en la representación gráfica 300C en la figura 3C, la fracción de fallo por 15 debajo de un límite de tensión de 5 V ha sido efectivamente cero, y la fracción de fallo en general ha aumentado hasta un 6 % de 5 V a 10 V.

La figura 3D muestra una representación gráfica 300D del número de llamadas de distorsión realizadas a la función de distorsión para generar cada uno de los pulsos que alcanzaron el criterio de calidad (fidelidad = 0,99). La 20 representación gráfica de ejemplo 300D incluye un eje vertical 320 que representa el número de llamadas realizadas a la función de distorsión y el eje horizontal 311 que representa el límite de tensión para la señal de tensión de entrada que acciona el circuito resonador. Se representan gráficamente tres líneas en la figura 3D para cada uno de los diez valores discretos del límite de tensión. Una línea central 321 representa el número medio de llamadas para los pulsos que alcanzaron el criterio de calidad en cada valor del límite de tensión, y una línea límite superior 322A y 25 una línea límite inferior 322B indican los cuantiles del 16 % y 84 % de los mismos. Como se muestra en la representación gráfica 300D, el número de llamadas al operador de distorsión disminuyó, en general, a medida que aumentó el límite de tensión de 1 voltio a 10 voltios.

La figura 5 es un diagrama de flujo que muestra un proceso de ejemplo 500 para controlar un sistema cuántico. En 30 el ejemplo mostrado en la figura 5, el sistema cuántico es un sistema de espines que incluye uno o más espines controlados por un circuito resonador, pero el proceso 500 puede adaptarse para otros tipos de sistemas cuánticos, que pueden controlarse por otros tipos de sistemas de control. El proceso de ejemplo 500 puede incluir operaciones adicionales o diferentes, y las operaciones pueden realizarse en el orden mostrado o en otro orden. En algunos casos, una o más de las operaciones se repiten o iteran, por ejemplo, hasta que se alcanza una condición de 35 finalización. En algunos casos, una operación puede incluir uno o más subprocesos, o pueden combinarse o realizarse múltiples operaciones en paralelo.

En 502, se obtienen los parámetros de pulso iniciales. Los parámetros de pulso iniciales corresponden a una serie inicial de valores para una secuencia de pulsos. El conjunto inicial de valores puede ser aleatorio u otro tipo de "estimación", o el conjunto inicial de valores puede basarse en otro pulso diseñado u otros factores. En 504, se 40 obtiene un modelo de distorsión para el sistema de control. Por ejemplo, el modelo de distorsión puede corresponder al circuito resonador u otro hardware de control en el sistema de control. En el ejemplo mostrado, el modelo de distorsión incluye una relación no lineal entre la señal de entrada entregada al sistema de control y la señal de salida producida por el sistema de control.

En 506, se obtienen los parámetros de pulso compensación. En 508, las dinámicas del sistema se integran usando los parámetros de pulso de compensación y los parámetros de pulso. En 510, se obtiene una evaluación funcional del rendimiento. En 512, las derivadas se calculan basándose en el operador de distorsión y en la evaluación funcional del rendimiento. En 514, los parámetros de pulso se actualizan basándose en las derivadas calculadas. 50 Las operaciones mostradas en la figura 5A puede iterarse, por ejemplo, hasta que la evaluación funcional del rendimiento alcance un umbral de calidad o hasta que se alcance otra condición de terminación. Por ejemplo, las operaciones de optimización pueden iterarse hasta que las dinámicas integradas indiquen una fidelidad por encima de un valor umbral (por ejemplo, 99 % u otro umbral) basado en una operación objetivo a aplicar mediante la secuencia de pulsos.

En 516, la secuencia de pulsos producida por la actualización de los parámetros de pulso en 514 se aplica al sistema de espines. Por ejemplo, la secuencia de pulsos puede aplicarse entregando una señal de entrada al sistema de control, haciendo que el sistema de control genere una señal de control que actúa sobre el sistema de espines. La señal de entrada entregada al sistema de control puede ser, por ejemplo, una serie de valores u otros 60 datos que representan la serie de fases y amplitudes de pulso en la secuencia de pulsos.

En conclusión, se ha presentado un marco de optimización que permite el diseño de secuencias de control cuántico robustas que dan cuenta de las distorsiones generales que pueden simularse por el hardware de control clásico. Se ha demostrado que incluso cuando las distorsiones son no lineales con respecto a la entrada, usando el ejemplo 65 específico de un circuito resonador no lineal, aún puede lograrse un control cuántico robusto, y la búsqueda a través del panorama de control no necesariamente se vuelve más difícil. Por lo tanto, los dispositivos de control clásicos

pueden funcionar en su régimen de alta potencia para permitir operaciones cuánticas rápidas de alta fidelidad, aumentando el número de puertas que pueden realizarse dentro del tiempo de pérdida de coherencia del sistema cuántico.

5 Algunas de entre la materia objeto y las operaciones descritas en esta memoria descriptiva pueden implementarse en circuitería electrónica digital, o en software, firmware, o hardware informático, incluyendo las estructuras desveladas en esta memoria descriptiva y sus equivalentes estructurales, o en combinaciones de uno o más de los mismos. Algunas las materias objeto descritas en la presente memoria descriptiva pueden implementarse como uno o más programas informáticos, es decir, uno o más módulos de instrucciones de programas informáticos, codificados en un medio de almacenamiento informático para su ejecución o para controlar la operación del aparato de procesamiento de datos. Un medio de almacenamiento informático puede ser, o puede incluirse en, un dispositivo de almacenamiento legible por ordenador, un sustrato de almacenamiento legible por ordenador, una matriz o dispositivo de memoria de acceso aleatorio o en serie, o una combinación de uno o más de los mismos. Además, mientras que un medio de almacenamiento informático no es una señal propagada, un medio de almacenamiento informático puede ser una fuente o destino de las instrucciones de programa informático codificadas en una señal propagada generada artificialmente. El medio de almacenamiento informático también puede ser, o estar incluido, en uno o más componentes o medios físicos separados (por ejemplo, múltiples CD, discos u otros dispositivos de almacenamiento).

20 La expresión "aparato de procesamiento de datos" abarca todo tipo de aparatos, dispositivos y máquinas para el procesamiento de datos, incluyendo a modo de ejemplo, un procesador programable, un ordenador, un sistema en uno o múltiples chips, o combinaciones, de los anteriores. El aparato puede incluir una circuitería lógica de fin especial, por ejemplo, un FPGA (matriz de puertas programables en campo) o un ASIC (circuito integrado de aplicación específica). El aparato también puede incluir, además del hardware, un código que crea un entorno de ejecución para el programa informático en cuestión, por ejemplo, un código que constituye el firmware del procesador, una pila de protocolos, un sistema de gestión de bases de datos, un sistema operativo, un entorno de tiempo de ejecución multiplataforma, una máquina virtual o una combinación de uno o más de los mismos.

30 Un programa informático (también conocido como un programa, software, aplicación de software, secuencia de comandos o código) puede escribirse en cualquier forma de lenguaje de programación, incluyendo lenguajes compilados o interpretados, lenguajes declarativos o de procedimiento. Un programa informático puede, pero no necesariamente, corresponder a un archivo en un sistema de archivos. Un programa puede almacenarse en una parte de un archivo que contiene otros programas o datos (por ejemplo, una o más secuencias de comandos almacenadas en un documento de lenguaje de marcado), en un único archivo dedicado al programa o en múltiples archivos coordinados (por ejemplo, archivos que almacenan uno o más módulos, subprogramas o partes de código). Un programa informático puede implementarse para ejecutarse en un ordenador o en múltiples ordenadores que se localizan en un sitio o distribuidos en diversos sitios e interconectados por una red de comunicación.

40 Algunos de los procesos y flujos lógicos descritos en la presente memoria descriptiva pueden realizarse por uno o más procesadores programables que ejecutan uno o más programas informáticos para realizar acciones mediante una operación en los datos de entrada y generando una salida. Los procesos y los flujos lógicos también pueden realizarse por, y el aparato también puede implementarse como, una circuitería lógica de fin especial, por ejemplo, una FPGA (matriz de puertas programables en campo) o un ASIC (circuito integrado de aplicación específica).

45 Los procesadores adecuados para la ejecución de un programa informático incluyen, a modo de ejemplo, tanto microprocesadores de fin general como especial, y los procesadores de cualquier tipo de ordenador digital. En general, un procesador recibirá instrucciones y datos de una memoria de solo lectura o una memoria de acceso aleatorio o de ambas. Un ordenador puede incluir un procesador que realiza acciones de acuerdo con las instrucciones y uno o más dispositivos de memoria que almacenan las instrucciones y los datos. Un ordenador también puede incluir, o acoplarse operativamente para recibir datos o transferir datos, o ambos, a uno o más dispositivos de almacenamiento masivo para almacenar datos, por ejemplo, discos magnéticos, discos magneto ópticos o discos ópticos. Sin embargo, un ordenador no necesita tener tales dispositivos. Los dispositivos adecuados para almacenar instrucciones y datos de programas informáticos incluyen todas las formas de memoria no volátil, medios y dispositivos de memoria, incluidos a modo de ejemplo, dispositivos de memoria de semiconductores (por ejemplo, EPROM, EEPROM, dispositivos de memoria flash y otros), discos magnéticos (por ejemplo, discos duros internos, discos extraíbles y otros), discos magneto ópticos y discos CD-ROM y DVD-ROM. En algunos casos, el procesador y la memoria pueden complementarse o incorporarse en una circuitería lógica de fin especial.

60 Para proporcionar la interacción con un usuario, las operaciones pueden implementarse en un ordenador que tenga un dispositivo de visualización (por ejemplo, un monitor, u otro tipo de dispositivo de visualización) para presentar la información al usuario y un teclado y un dispositivo de señalización (por ejemplo, un ratón, una bola de seguimiento, una tableta, una pantalla táctil u otro tipo de dispositivo de señalización) mediante el que el usuario puede proporcionar información al ordenador. También pueden usarse otros tipos de dispositivos para proporcionar interacción con un usuario; por ejemplo, la retroalimentación proporcionada al usuario puede ser cualquier forma de retroalimentación sensorial, por ejemplo, retroalimentación visual, retroalimentación auditiva o retroalimentación táctil; y la entrada del usuario puede recibirse en cualquier forma, incluida una entrada acústica, hablada o táctil.

Además, un ordenador puede interactuar con un usuario enviando a y recibiendo documentos de un dispositivo que se use por el usuario; por ejemplo, enviando páginas web a un navegador web en el dispositivo cliente de un usuario en respuesta a las solicitudes recibidas del navegador web.

- 5 Un sistema de ordenador puede incluir un dispositivo de informatización individual, o diversos ordenadores que operan en proximidad o en general, a distancia uno de otro y por lo general interactúan a través de una red de comunicación. Los ejemplos de redes de comunicación incluyen una red de área local ("LAN") y una red de área amplia ("WAN"), una red interior (por ejemplo, Internet), una red que comprende un enlace satelital y redes de igual a igual (por ejemplo, redes ad hoc de igual a igual). Puede surgir una relación de cliente y servidor en virtud de los programas informáticos que se ejecutan en los ordenadores respectivos y que tienen una relación cliente-servidor entre sí.

Algunos aspectos de lo que se ha descrito anteriormente incluyen un método de control para controlar un sistema de espines. Algunos aspectos de lo que se ha descrito anteriormente incluyen un sistema que incluye un sistema de espines, un sistema de control y un sistema informático. En algunos aspectos, un sistema de espines incluye espines que responden a una señal de control generada por un circuito resonador en un sistema de control. El circuito resonador está configurado para generar la señal de control en respuesta a una señal de tensión recibida por el sistema de control. Un modelo de sistema de espines representa el sistema de espines e incluye un parámetro de control que representa la señal de control. Un modelo de distorsión representa una relación no lineal entre la señal de control y la señal de tensión. Se define una operación objetivo a aplicar a uno o más de los espines mediante la operación del circuito resonador. Un sistema informático genera una secuencia de pulsos que incluye una secuencia de valores para la señal de tensión, basándose en la operación objetivo, el modelo de sistema de espines y el modelo de distorsión. El circuito resonador aplica la secuencia de pulsos al sistema de espines.

25 Las implementaciones de estos y otros aspectos pueden incluir una o más de las siguientes características. El circuito resonador incluye un dispositivo resonador superconductor, el modelo de distorsión representa un régimen de operación no lineal del dispositivo resonador superconductor, y la secuencia de pulsos se aplica al sistema de espines mediante la operación del dispositivo resonador en el régimen de operación no lineal. El sistema de control incluye el circuito resonador y otro hardware, y la relación no lineal representada por el modelo de distorsión tiene en cuenta los efectos no lineales del circuito resonador y del otro hardware. El modelo de distorsión se genera a partir de un modelo de circuito resonador que representa el circuito resonador. El modelo de circuito resonador incluye un sistema de ecuaciones diferenciales que define una relación no lineal entre la señal de tensión y una inductancia en el circuito resonador. El parámetro de control puede ser la amplitud de un campo magnético generado por el circuito resonador. La secuencia de pulsos se genera usando la teoría de control óptimo para modificar de manera iterativa la secuencia de valores. Un modelo de incertidumbre representa la incertidumbre en un parámetro del circuito resonador, y la secuencia de pulsos se genera basándose en la operación objetivo, el modelo de sistema de espines, el modelo de distorsión y el modelo de incertidumbre. El circuito resonador puede ser un circuito resonador clásico, y la relación no lineal puede representar un fenómeno clásico. El sistema de control comprende el circuito resonador, un mezclador y un amplificador.

40 Aunque la presente memoria descriptiva contiene muchos detalles, estos no deberían interpretarse como limitaciones en el alcance de lo que puede reclamarse, sino más bien como descripciones de las características específicas de los ejemplos específicos. Ciertas características que se describen en la presente memoria descriptiva en el contexto de implementaciones separadas también pueden combinarse. Por el contrario, diversas características que se describen en el contexto de una única implementación también pueden implementarse en múltiples realizaciones por separado o en cualquier subcombinación adecuada.

Se han descrito un número de realizaciones. Sin embargo, se entenderá que pueden hacerse diversas modificaciones. Por consiguiente, las otras realizaciones están dentro del alcance de las siguientes reivindicaciones.

50

REIVINDICACIONES

1. Un método de control para controlar un sistema de espines, comprendiendo el método de control:

5 acceder a un modelo de sistema de espines que representa un sistema de espines, comprendiendo el sistema de espines unos espines que responden a una señal de control generada por un circuito resonador en un sistema de control, comprendiendo el modelo de sistema de espines un parámetro de control que representa la señal de control, estando el circuito resonador configurado para generar la señal de control en respuesta a una señal de tensión recibida por el sistema de control;

10 acceder a un modelo de incertidumbre que representa una incertidumbre en un parámetro del circuito resonador; acceder a un modelo de distorsión que representa una relación no lineal entre la señal de control y la señal de tensión;

definir una operación objetivo para aplicarse a uno o más de los espines mediante la operación del circuito resonador;

15 generar, mediante la operación de un sistema informático, una secuencia de pulsos que comprende una secuencia de valores para la señal de tensión, basándose la secuencia de pulsos generada en la operación objetivo, el modelo de sistema de espines, el modelo de distorsión y el modelo de incertidumbre; y aplicar la secuencia de pulsos al sistema de espines mediante la operación del circuito resonador.

20 2. El método de control de la reivindicación 1, en el que el circuito resonador comprende un dispositivo resonador superconductor, el modelo de distorsión representa un régimen de operación no lineal del dispositivo resonador superconductor, y la secuencia de pulsos se aplica al sistema de espines mediante la operación del dispositivo resonador en el régimen de operación no lineal.

25 3. El método de control de la reivindicación 1, en el que el sistema de control comprende el circuito resonador y otro hardware, y la relación no lineal representada por el modelo de distorsión tiene en cuenta los efectos no lineales del circuito resonador y el otro hardware.

30 4. El método de control de la reivindicación 1, que comprende generar el modelo de distorsión a partir de un modelo de circuito resonador que representa el circuito resonador, comprendiendo el modelo de circuito resonador un sistema de ecuaciones diferenciales que define una relación no lineal entre la señal de tensión y una inductancia en el circuito resonador.

35 5. El método de control de la reivindicación 1, en el que el parámetro de control comprende una amplitud de un campo magnético generado por el circuito resonador.

6. El método de control de la reivindicación 1, en el que generar la secuencia de pulsos comprende usar una teoría de control óptimo para modificar de manera iterativa la secuencia de valores.

40 7. El método de control de la reivindicación 1, en el que el circuito resonador comprende un circuito resonador clásico y la relación no lineal representa un fenómeno clásico.

8. El método de control de la reivindicación 1, en el que generar la secuencia de pulsos comprende usar una teoría de control óptimo para modificar de manera iterativa la secuencia de valores.

45 9. Un sistema que comprende:

un sistema de espines que comprende espines que responden a una señal de control generada por un circuito resonador;

50 un sistema de control que comprende el circuito resonador y está configurado para recibir una señal de tensión, estando el circuito resonador configurado para generar la señal de control en respuesta a recibir la señal de tensión;

un sistema informático que comprende uno o más procesadores configurados para realizar operaciones que comprenden:

55 acceder a un modelo de sistema de espines que representa el sistema de espines, comprendiendo el modelo de sistema de espines un parámetro de control que representa la señal de control;

acceder a un modelo de incertidumbre que representa una incertidumbre en un parámetro del circuito resonador;

60 acceder a un modelo de distorsión que representa una relación no lineal entre la señal de control y la señal de tensión;

definir una operación objetivo para aplicarse a uno o más de los espines mediante la operación del circuito resonador; y

65 generar una secuencia de pulsos que comprende una secuencia de valores para la señal de tensión, basándose la secuencia de pulsos generada en la operación objetivo, el modelo de sistema de espines, el modelo de distorsión y el modelo de incertidumbre.

- 5 10. El sistema de la reivindicación 9, en el que el circuito resonador comprende un dispositivo resonador superconductor, el modelo de distorsión representa un régimen de operación no lineal del dispositivo resonador superconductor, y la secuencia de pulsos está configurada para operar el dispositivo resonador en el régimen de operación no lineal.
11. El sistema de la reivindicación 9, en el que el sistema de control comprende el circuito resonador, un mezclador y un amplificador.
- 10 12. El sistema de la reivindicación 9, comprendiendo las operaciones generar el modelo de distorsión a partir de un modelo de circuito resonador que representa el circuito resonador, comprendiendo el modelo de circuito resonador un sistema de ecuaciones diferenciales que define una relación no lineal entre la señal de tensión y una inductancia en el circuito resonador.
- 15 13. El sistema de la reivindicación 9, en el que el circuito resonador comprende un circuito resonador clásico y la relación no lineal representa un fenómeno clásico.
- 20 14. El sistema de la reivindicación 9, en el que generar la secuencia de pulsos comprende usar una teoría de control óptimo para modificar de manera iterativa la secuencia de valores.

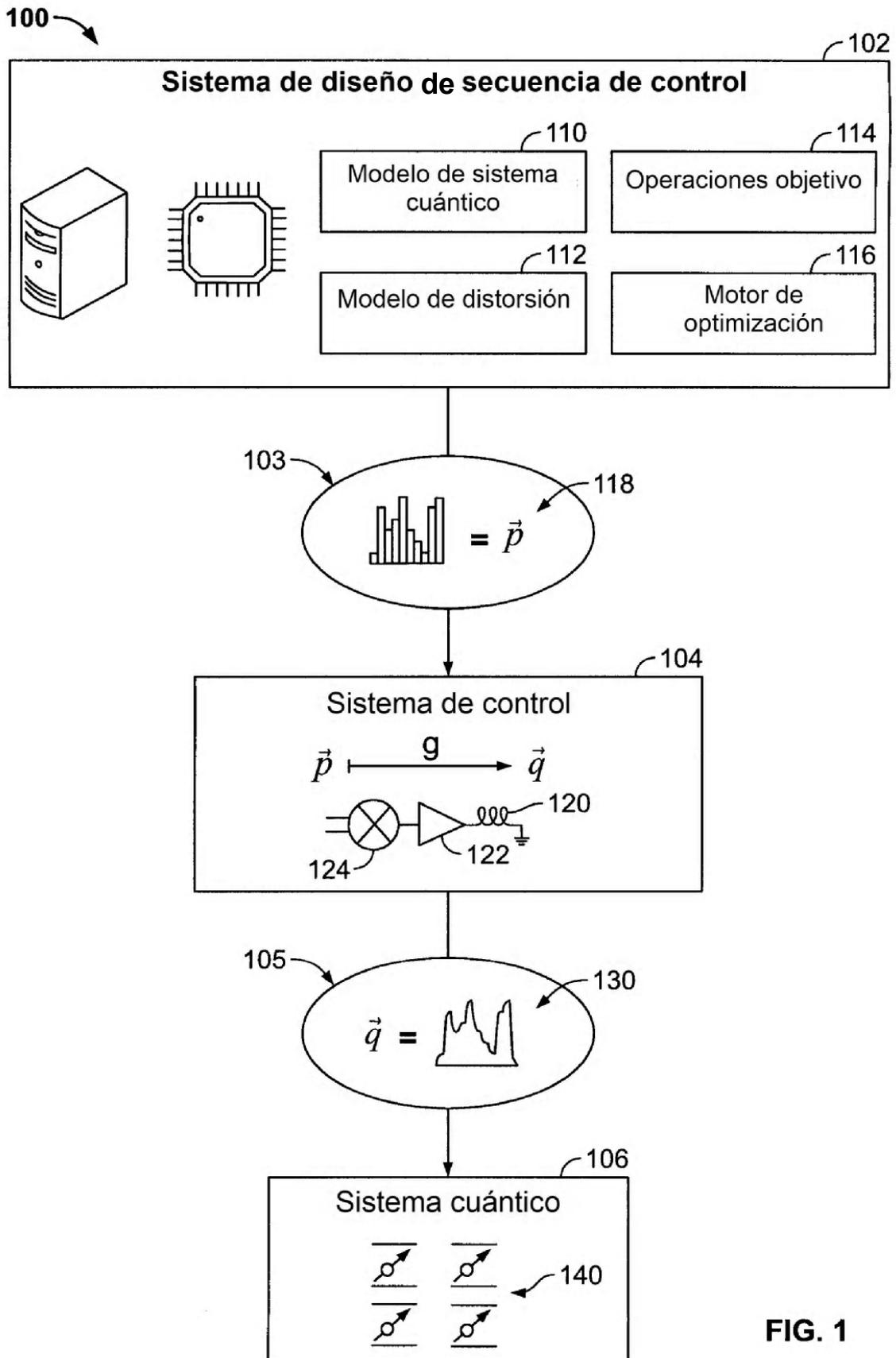


FIG. 1

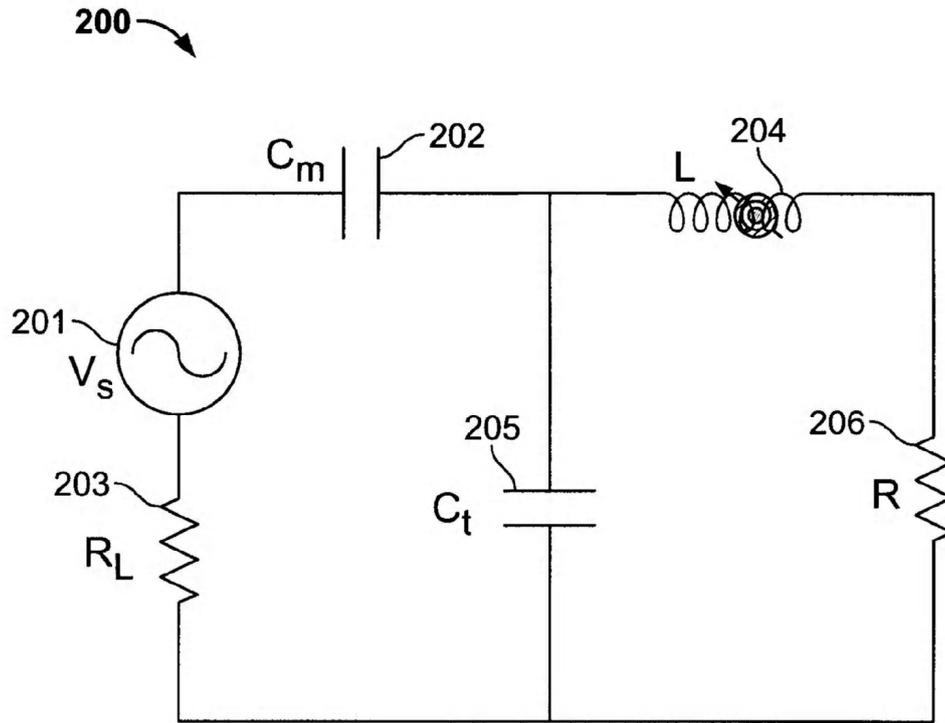


FIG. 2

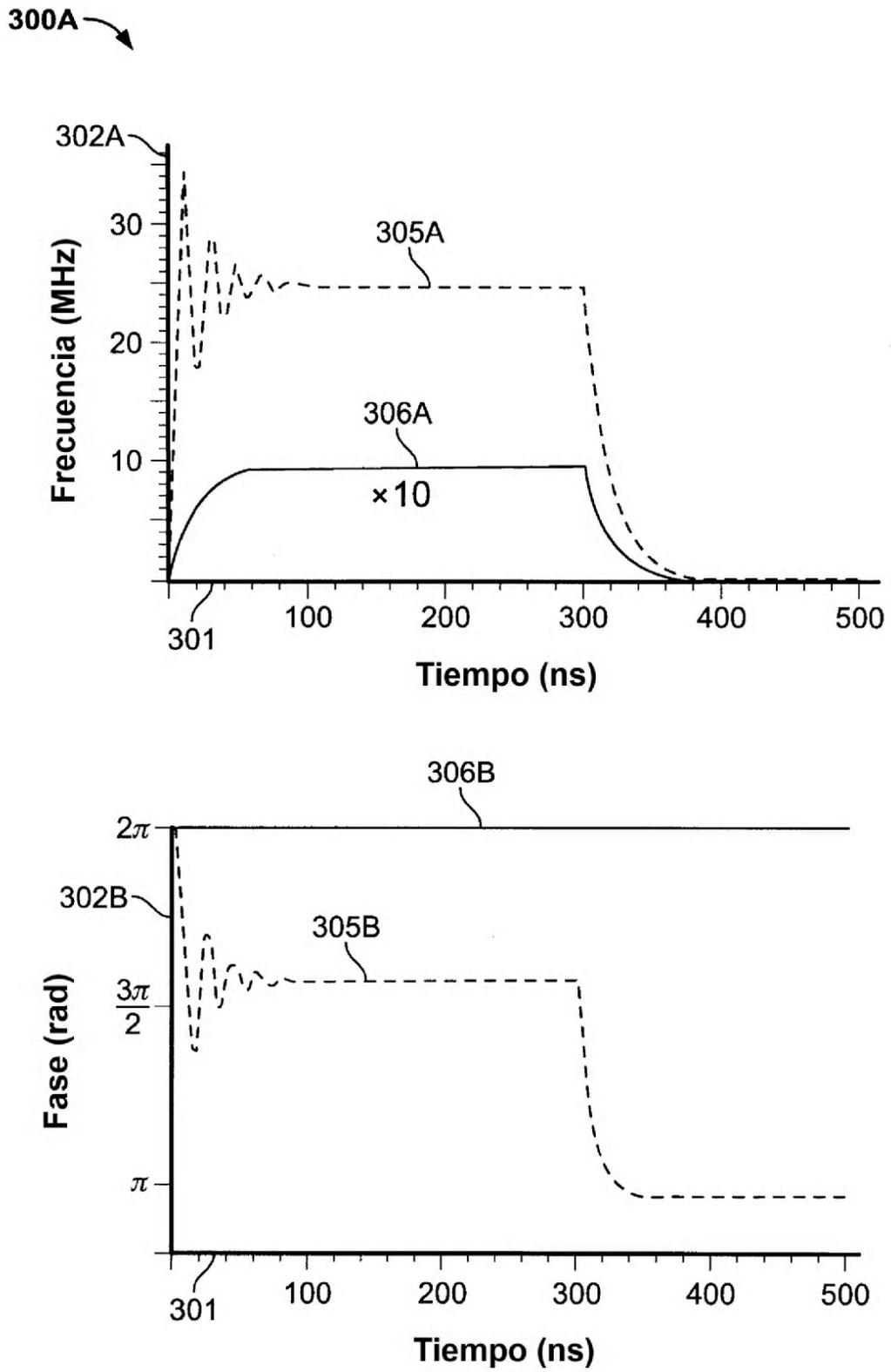


FIG. 3A

300B

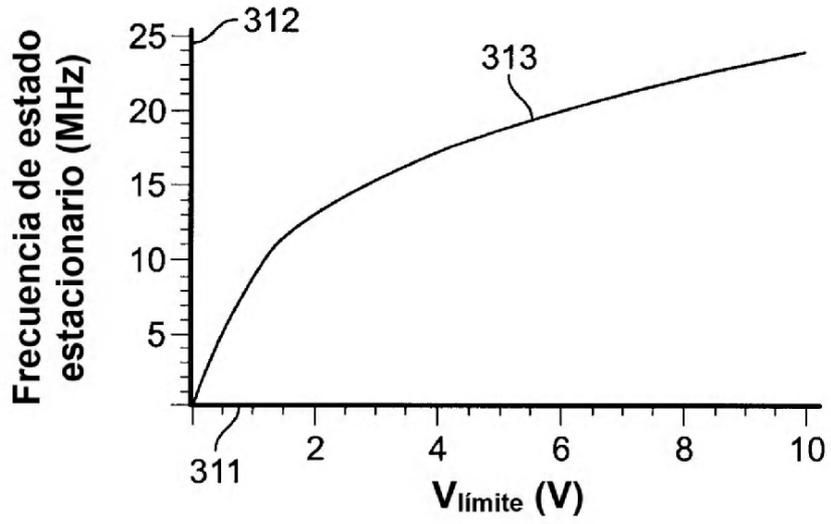


FIG. 3B

300C

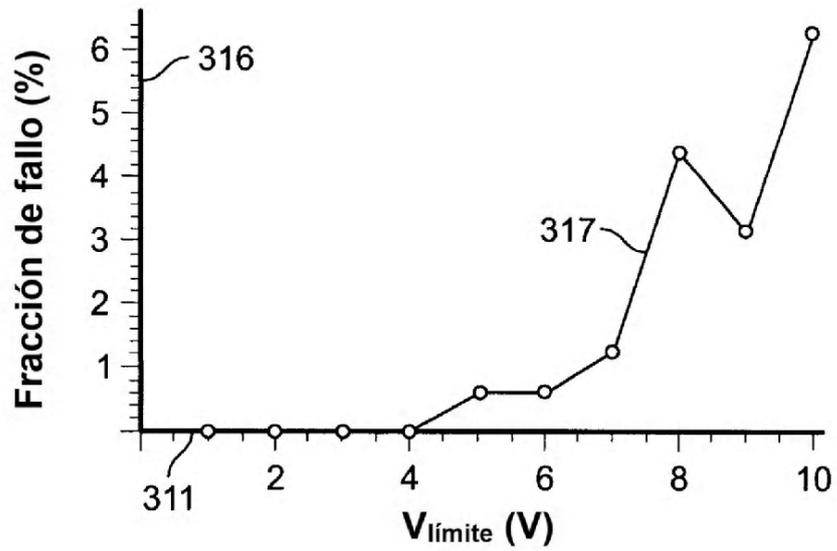


FIG. 3C

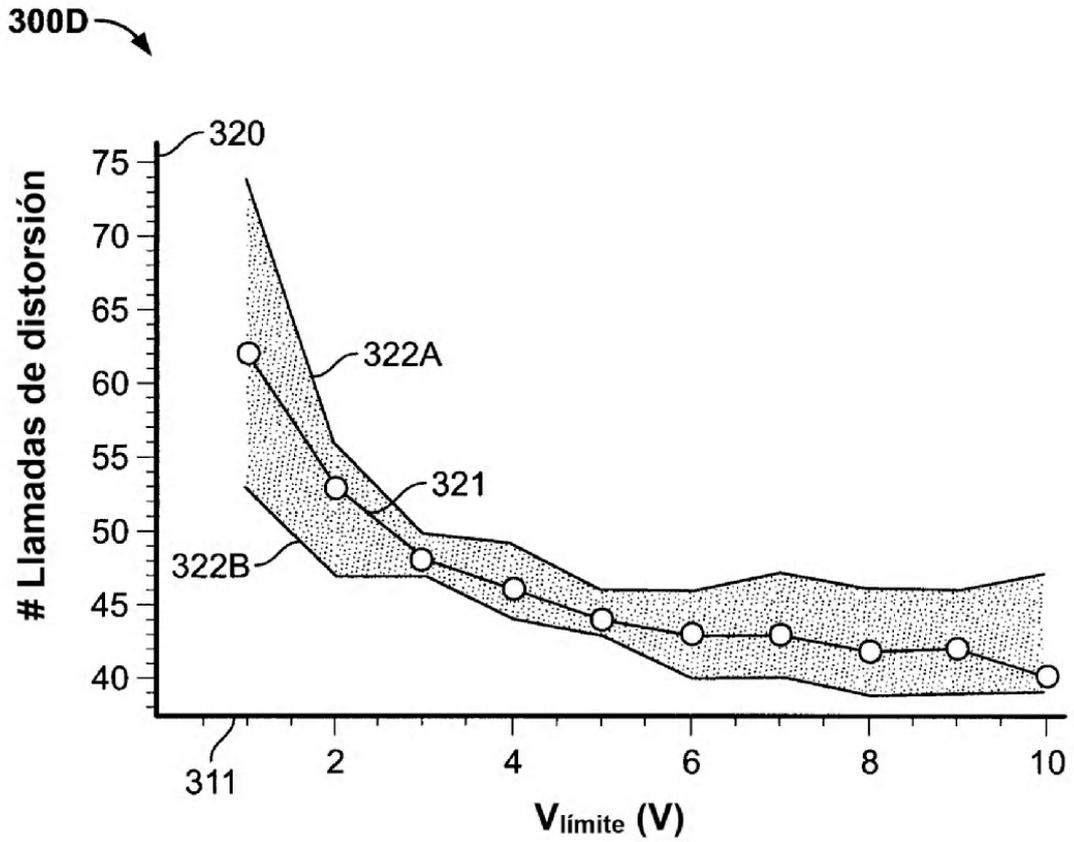


FIG. 3D

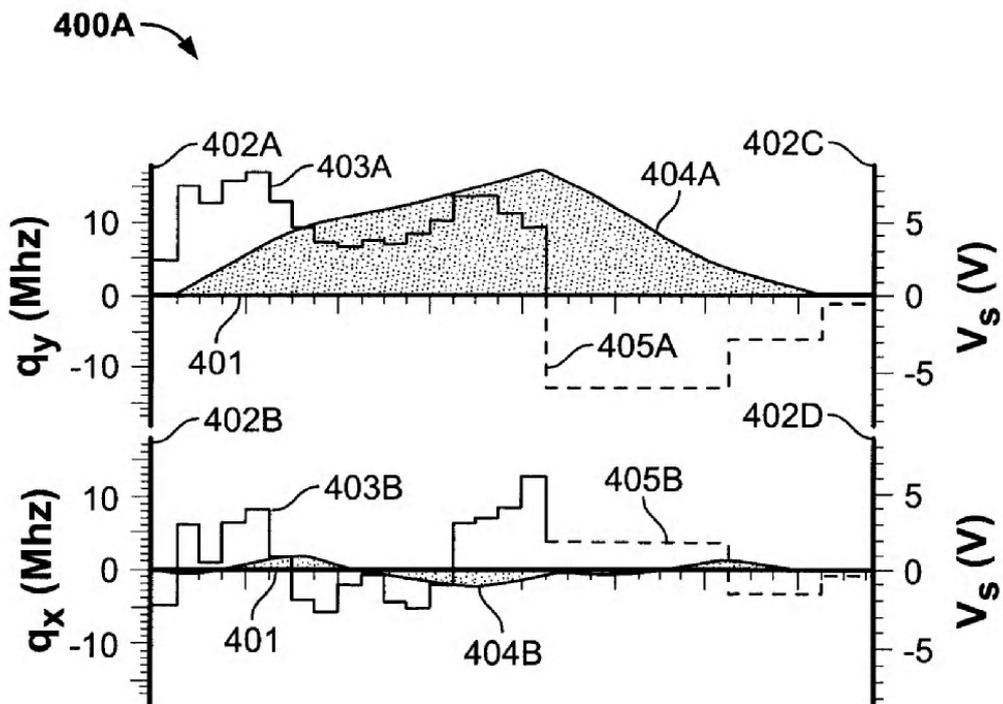
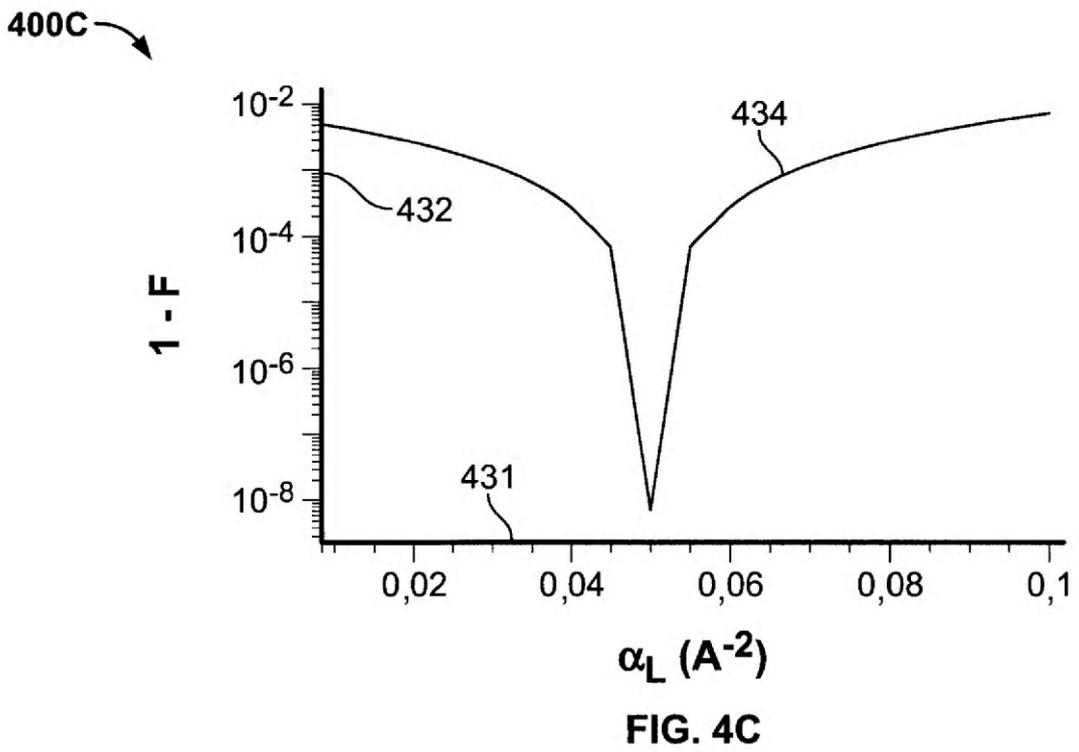
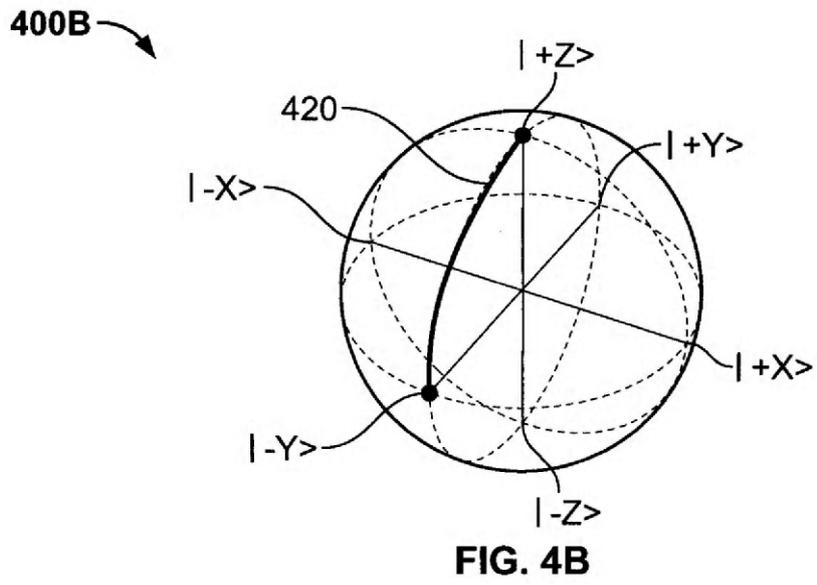


FIG. 4A



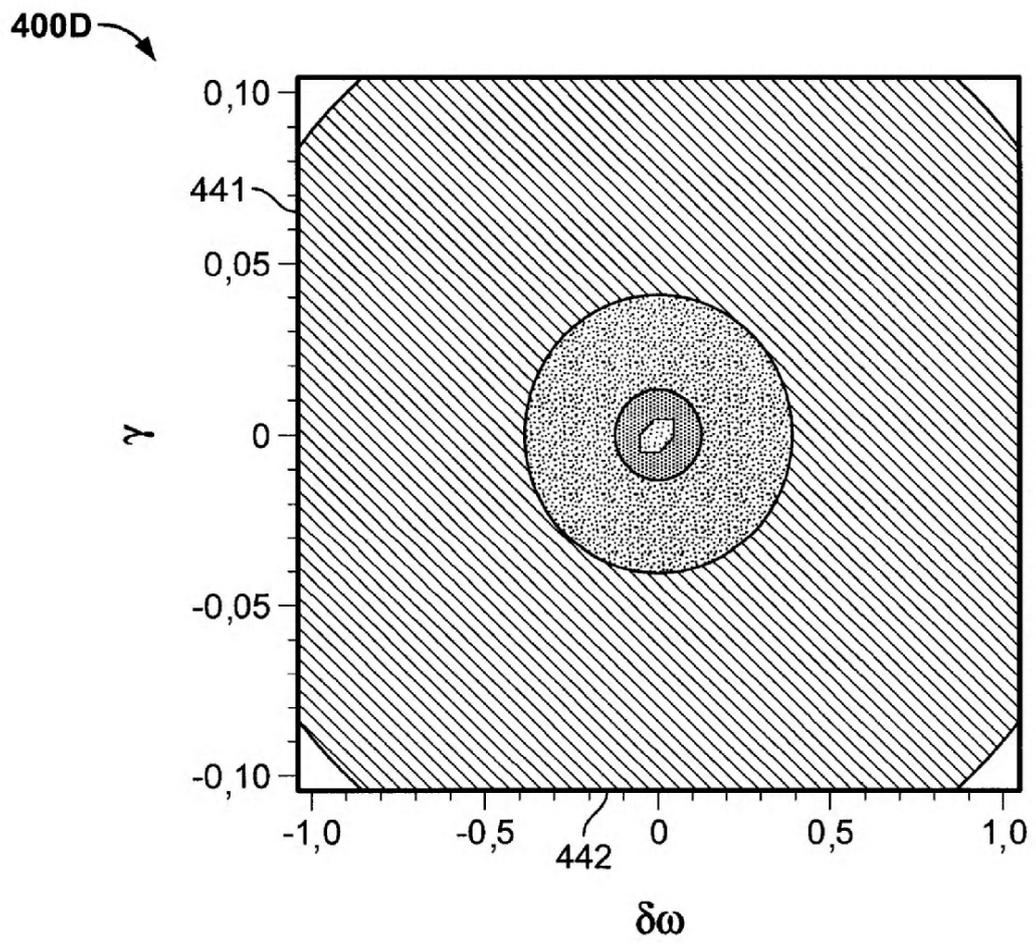
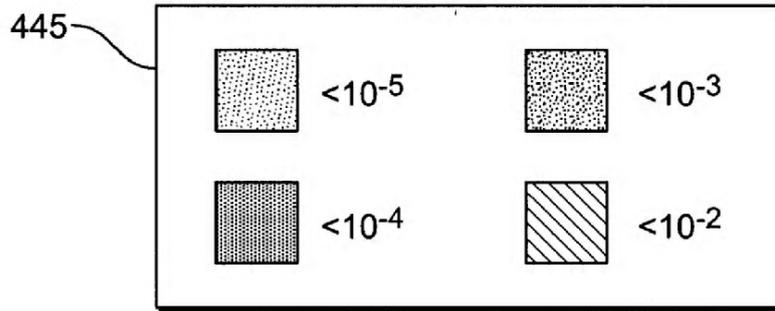


FIG. 4D

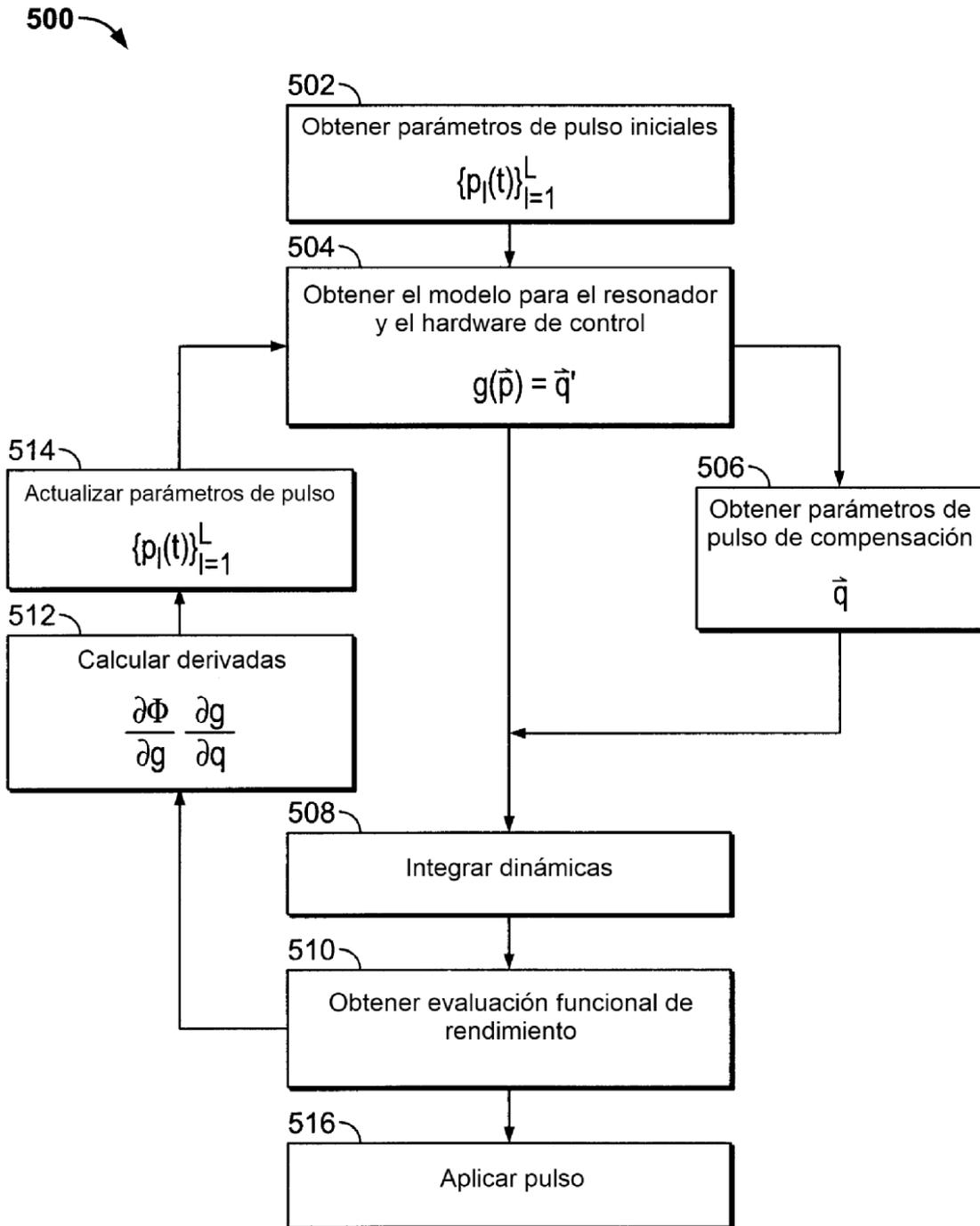


FIG. 5