

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 764 825**

51 Int. Cl.:

A61C 17/34 (2006.01)
H02P 7/29 (2006.01)
H02P 25/00 (2006.01)
A61C 17/22 (2006.01)
G01R 19/00 (2006.01)
H02P 25/32 (2006.01)
H02P 25/032 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.08.2011 E 11006829 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **23.10.2019 EP 2420203**

54 Título: **Unidad de motor resonante y dispositivo eléctrico con unidad de motor resonante**

30 Prioridad:

19.08.2010 EP 10008644
19.08.2010 EP 10008645
25.07.2011 EP 11006064

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
04.06.2020

73 Titular/es:

BRAUN GMBH (100.0%)
Frankfurter Strasse 145
61476 Kronberg/Taunus, DE

72 Inventor/es:

KLEMM, TORSTEN;
HEIL, BENEDIKT;
LÜCKEL, KRIS;
VETTER, INGO y
JUNGNICKEL, UWE

74 Agente/Representante:

DEL VALLE VALIENTE, Sonia

ES 2 764 825 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

Unidad de motor resonante y dispositivo eléctrico con unidad de motor resonante

5 **Campo de la invención**

La presente invención se relaciona, generalmente, con unidades de motor resonante y dispositivos eléctricos que comprenden una unidad de motor resonante, así como con métodos para controlar un motor resonante.

10 **Antecedentes de la invención**

Un motor resonante puede controlarse en función de la carga del motor de resonancia. Para conseguir dicho control, se puede medir la corriente del motor o la amplitud máxima del inducido del motor en movimiento del motor resonante. Esto permite controlar el motor resonante de tal manera que siempre se consiga una amplitud máxima (de pico) constante independientemente de la carga del motor. Este control es relativamente complejo y requiere otros elementos en el bucle de control, tales como un detector de posición que mide la amplitud máxima. En una situación en la que solo se requiere un control sencillo, estas soluciones son relativamente costosas.

Por lo tanto, es deseable proporcionar una unidad de motor resonante y un método para controlar un motor resonante de una manera relativamente simple.

Sumario de la invención

Según al menos algunas realizaciones, se proporciona una unidad de motor resonante que tiene un motor resonante, una unidad de control para accionar el motor resonante a una frecuencia de accionamiento, para cortocircuitar el motor resonante durante al menos una primera fase de cortocircuito en ciclos de accionamiento sucesivos y para concluir las primeras fases de cortocircuito desconectando el flujo de corriente a través del motor resonante al menos en un primer instante predeterminado dentro de los ciclos de accionamiento, una unidad de medición para medir sucesivamente al menos una primera señal de voltaje proporcionada por el motor resonante en el primer instante de tiempo predeterminado y una unidad de evaluación para determinar si la primera señal de voltaje ha cambiado entre mediciones sucesivas.

Según al menos algunas realizaciones, se proporciona un método para controlar un motor resonante que actúa accionando el motor resonante a una frecuencia de accionamiento, cortocircuitando el motor resonante durante al menos una primera fase de cortocircuito, desconectando un flujo de corriente a través del motor resonante, al menos en un primer instante predeterminado, midiendo al menos una primera señal de voltaje proporcionada por el motor resonante en el primer instante predeterminado, y evaluando si la primera señal de voltaje ha cambiado entre mediciones sucesivas.

40 **Breve descripción de los dibujos**

La presente descripción se explicará más detalladamente mediante la descripción detallada de realizaciones generales de unidades de motor resonante o métodos de control de motores resonante y mediante una descripción detallada de realizaciones ilustrativas, donde se hace referencia a las figuras. En las figuras

La Figura 1 es una representación de una unidad de motor resonante que tiene un motor resonante y un sistema de circuitos de control;

la Figura 2A es una representación esquemática de tres curvas de voltaje inducido por el movimiento referidas a diferentes cargas aplicadas y de curvas respectivas de un flujo de corriente a través de la bobina del motor;

la Figura 2B es representación esquemática del flujo de corriente y del voltaje a través del motor resonante para los dos casos más extremos de la Figura 2A;

la Figura 3 es una representación esquemática de un esquema de control de un motor resonante en función de un nivel de carga aplicado en el motor resonante;

la Figura 4 es una representación esquemática de dos ejemplos de un flujo de corriente a través de una bobina de un motor resonante, donde se prevén tres casos de tiempo de medición predeterminado;

la Figura 5 es una representación esquemática de un flujo de corriente a través de la bobina de un motor resonante, donde se prevé un instante de tiempo de medición predeterminado durante una fase de accionamiento; y

la Figura 6 es una representación de un dispositivo eléctrico que puede comprender una unidad de motor resonante como la propuesta.

Descripción detallada de la invención

Un sistema resonante de tipo masa-resorte, tal como un motor resonante (que puede también denominarse motor oscilante o motor vibratorio) tiene una frecuencia de resonancia f_R ($m; k_s$) que es dependiente de la masa relevante m y la constante de resorte relevante k_s . El sistema resonante de tipo masa-resorte puede excitarse mediante una fuerza $F(t)$ de accionamiento periódica que tiene una frecuencia f_d de accionamiento, lo que da lugar a un movimiento periódico accionado (de forma típica sinusoidal) de la masa.

En algunas realizaciones, un motor resonante tiene un estátor que comprende una bobina de motor (que puede ser fijada a un alojamiento de un dispositivo eléctrico en el que se dispone el motor resonante) y un inducido de motor montado de forma móvil que comprende uno o varios imanes permanentes. En un estado no activado, el inducido de motor montado de forma móvil se mantiene en una posición de reposo mediante una fuerza de retorno que en una realización puede ser proporcionada por un resorte o disposición de resorte. Cuando se proporciona un voltaje de suministro alterno en la bobina de motor (es decir, se introduce energía en el motor resonante), el campo electromagnético en desarrollo de la bobina de motor acciona el inducido de motor montado de forma móvil en un movimiento periódico. Al menos parte del movimiento del inducido del motor es contrario a la fuerza de retorno proporcionada por el elemento de fuerza de retorno. Siempre y cuando la energía se proporcione continuamente para remplazar la energía consumida por el motor resonante, el motor resonante puede alcanzar y luego mantenerse en un estado de equilibrio en el cual la amplitud máxima del inducido de motor en movimiento se mantiene constante siempre que la carga del motor resonante se mantenga constante.

La frecuencia f_m del movimiento periódico accionado del inducido de motor viene determinada mediante la frecuencia f_d de accionamiento, es decir $f_m = f_d$. La fuerza de accionamiento periódica y el movimiento periódico de accionamiento tienen una desviación de fase Φ definida que depende, entre otros, de la diferencia entre la frecuencia f_d de accionamiento y la frecuencia de resonancia f_r eficaz. Cuando el motor resonante (o en general: un sistema resonante masa-resorte) se desplaza a su frecuencia resonante eficaz, es decir, $f_d = f_r$, el movimiento periódico accionado tiene una desviación de fase de $\varphi = -\pi/2$, es decir $\varphi = -90$, a la fuerza de accionamiento periódica. El sistema masa-resorte se acciona con máxima eficiencia cuando la frecuencia de accionamiento y la frecuencia de resonancia coinciden.

La Figura 1 muestra una realización ilustrativa de una unidad 800 de motor resonante que comprende un motor resonante L y un sistema de circuitos de control para controlar el motor resonante L. En la realización ilustrativa mostrada, el motor resonante L está dispuesto en la sección de puente de una disposición de puente en H (también denominado puente completo) que tiene cuatro interruptores S1, S2, S3, S4 (un interruptor dispuesto en cada una de las patas del puente en H). Los interruptores S1, S2, S3, S4 se pueden realizar como MOSFET en una realización, o como otros dispositivos de conmutación tales como transistores en otras realizaciones. Cada uno de los interruptores S1, S2, S3, S4 puede incluir un elemento de protección tal como un diodo protector dispuesto en paralelo al interruptor para proteger el interruptor frente a sobretensiones y para permitir la conmutación de corriente sobre el diodo protector, por ejemplo, cuando se interrumpe (desconecta) un flujo de corriente a través del inductor del motor resonante L (es decir, la bobina del motor resonante L). En algunas realizaciones, la unidad 800 de motor resonante comprende un elemento funcional acoplado al inducido del motor para un movimiento accionado durante la operación. La unidad 800 de motor resonante se puede utilizar en un dispositivo eléctrico tal como un cepillo de dientes eléctrico como se muestra en la Figura 6 o en una máquina de afeitar eléctrica, herramienta, electrodoméstico, etc.

Como se ha indicado anteriormente, el inducido del motor resonante L puede ser accionado con un movimiento periódico mediante la aplicación de una fuerza de accionamiento periódica. Esta fuerza de accionamiento periódica es generada por una unidad 400 de control que enciende y apaga los interruptores S1, S2, S3, S4 en un ciclo de accionamiento de manera que se puede aplicar un voltaje de suministro desde una fuente 500 de voltaje de suministro al motor resonante L en semiciclos positivos y en semiciclos negativos. Durante un semiciclo positivo de un ciclo de accionamiento, el voltaje de suministro se puede aplicar en una dirección positiva, por ejemplo S1 y S4 están cerrados mientras que S2 y S3 están abiertos, y en un semiciclo negativo del ciclo de accionamiento el voltaje puede ser aplicado en una dirección negativa, por ejemplo, S2 y S3 están cerrados mientras que S1 y S4 están abiertos. Si el motor resonante L no se acciona continuamente (es decir, no se le suministra energía continuamente), la amortiguación presente de forma típica inherentemente en cualquier sistema real reduciría gradualmente la amplitud del motor hasta la detención del inducido del motor en movimiento.

A una frecuencia f_d de accionamiento constante y una frecuencia de resonancia constante (por ejemplo, en una condición sin carga f_R , y en una condición cargada f_r) la amplitud del inducido del motor en movimiento puede hacerse variar aumentando o disminuyendo la fuerza de accionamiento (es decir, aumentando o disminuyendo la energía que se aplica periódicamente al motor resonante). El aumento o la disminución de la fuerza de accionamiento se puede lograr aumentando o disminuyendo la duración de las fases de accionamiento (es decir, el tiempo durante el cual se aplica el voltaje de suministro en el motor resonante L).

Además, la unidad 400 de control puede controlar los interruptores S1, S2, S3, S4, para cortocircuitar el motor resonante L durante al menos una primera fase de cortocircuito posterior a la fase de accionamiento. Por ejemplo, la unidad 400 de control puede cerrar los interruptores S1 y S2 o S3 y S4 durante la fase de cortocircuito (mientras los otros dos interruptores respectivos, S3 y S4 o S1 y S2, respectivamente, están abiertos). La unidad 400 de control puede controlar adicionalmente los interruptores S1, S2, S3, S4, de modo que al menos en un primer instante predeterminado se concluye

la primera fase de cortocircuito y se desconecta el flujo de corriente a través del motor resonante (es decir, a través de la bobina del motor), es decir, todos los interruptores están abiertos. Dichas fases de accionamiento de un motor resonante se describen de forma general en DE 102 46 520 A1 junto con otras fases posibles.

5 Se puede proporcionar un voltaje U_M en el motor (medido frente al potencial a tierra 600) en una entrada 700 de una unidad 401 de medición. La unidad 401 de medición está realizada en la realización mostrada como parte de la unidad 400 de control. La medición del voltaje U_M puede ser realizada en sincronía temporal con la desconexión del flujo de corriente a través del motor resonante L. La señal de voltaje proporcionada por el motor resonante L cuando se interrumpe el flujo de corriente puede evaluarse a continuación mediante una unidad 402 de evaluación que en la realización mostrada también
10 está realizada como parte de la unidad 400 de control. El voltaje U_M se describe detalladamente más adelante.

Generalmente, una o ambas de la unidad 401 de medición y la unidad 402 de evaluación puede(n) estar realizada(s) como unidad(es) por separado con respecto a la unidad 400 de control. De forma alternativa, al menos dos unidades del grupo que consiste en la unidad 400 de control, la unidad 401 de medición y la unidad
15 402 de evaluación pueden estar realizadas a modo de unidad integral, tal como un microprocesador sobre el que se realizan las funcionalidades de las unidades combinadas.

Cuando el motor resonante L se encuentra en un estado de accionamiento constante, el inducido del motor oscila con una amplitud constante, siempre y cuando no cambie la carga (mecánica) del motor. Cuando el voltaje de suministro se aplica en el motor resonante L durante una fase de accionamiento, se acumula un flujo de corriente a través del motor resonante L. La acumulación de flujo de corriente es, entre otras cosas, dependiente de la diferencia entre la frecuencia f_d de accionamiento y la frecuencia de resonancia (o bien frecuencia f_R de resonancia sin carga o bien frecuencia f_r de resonancia eficaz), es decir, el aumento de flujo de corriente es dependiente, entre otros, de la desviación de fase entre la fuerza de accionamiento periódica y el movimiento periódico accionado. Cuando el motor se cortocircuita durante una primera fase de cortocircuito directamente después de la fase de accionamiento, es decir, cuando el voltaje de suministro ya no se aplica a través de la bobina de motor, entonces el flujo de corriente es accionado por el voltaje inducido en la bobina del motor a través del inducido del motor en movimiento. Al final de la primera fase de cortocircuito, el flujo de corriente restante se puede interrumpir abriendo todos los interruptores del puente en H durante una fase de desactivación. Esto se explicará en mayor detalle más adelante.

El voltaje total U_M a través de un motor resonante se proporciona mediante un voltaje inducido, $U_L = L \cdot dl(t)/dt$, donde L es la inductancia de la bobina y $dl(t)/dt$ es la variación temporal de la corriente del motor (es decir, la derivada primera de la corriente del motor I (t) con respecto al tiempo t), un voltaje U_{ind} inducido por el movimiento generado en la bobina del motor mediante el movimiento de los imanes permanentes con respecto a la bobina, y un voltaje que se desarrolla en la resistencia óhmica de la bobina del motor, $U_R = I \cdot R$, donde I es la corriente del motor y R es la resistencia de la bobina del motor, de modo que

$$U_M = U_L + U_{ind} + U_R = L \cdot dl(t)/dt + U_{ind} + I \cdot R.$$

40 Se ha omitido aquí indicar que todos los voltajes que aparecen en esta ecuación dependen del tiempo, es decir, $U_M \equiv U_M(t)$, etc. El voltaje U_{ind} inducido por el movimiento es de forma típica sinusoidal debido a que depende del movimiento del inducido accionado con respecto al estator, que de forma típica es sinusoidal. Como se ha mencionado anteriormente, el movimiento periódico accionado tiene una desviación de fase a la fuerza de accionamiento periódica, que depende de la diferencia entre la frecuencia de resonancia (eficaz) del motor resonante y la frecuencia de accionamiento.

45 A continuación, la frecuencia de resonancia de un sistema resonante masa-resorte tal como un motor resonante en una condición sin carga se denomina f_R , la frecuencia de resonancia eficaz que se desarrolla cuando se carga el motor resonante, es decir, cuando se modifica uno de los parámetros relevantes que definen la frecuencia de resonancia, se denomina f_r .

50 Se puede utilizar un motor resonante en un dispositivo eléctrico (p. ej., un dispositivo eléctrico para la higiene bucodental o un dispositivo para eliminación de pelo, etc.) para poner un elemento funcional en movimiento, en particular en movimiento oscilante. En una realización en la que el dispositivo eléctrico es un dispositivo para la higiene bucodental, tal como un cepillo de dientes eléctrico, el elemento funcional puede ser un cabezal de cepillo que comprende una pluralidad de elementos de limpieza que se extienden desde una superficie del cabezal del cepillo. Cuando el cabezal del cepillo se presiona contra una superficie, por ejemplo, una superficie dental, entonces al menos una de la masa eficaz del motor resonante y la constante de resorte eficaz del motor resonante se ven afectadas. Este efecto dependiente de la presión de al menos una de la constante de resorte eficaz o masa eficaz da lugar a una variación de la frecuencia f_r de resonancia eficaz debido a que la frecuencia de resonancia depende de estos parámetros (es decir, la frecuencia de resonancia eficaz del dispositivo eléctrico varía a lo largo del tiempo durante el funcionamiento si se modifica la carga en el motor resonante). En una realización, la frecuencia f_d de accionamiento se mantiene constante, mientras se varía la frecuencia de resonancia eficaz f_r , por ejemplo, debido a la presión aplicada en el elemento funcional accionado. Cuando se aplica una carga mecánica al motor resonante, también se varía la amplitud máxima del movimiento periódico accionado. Se indica aquí que en algunas realizaciones la frecuencia f_r de resonancia eficaz bajo la carga mecánica aplicada puede no ser considerada diferente a la frecuencia f_r de resonancia del motor resonante en una condición sin carga. No obstante, una carga mecánica aplicada en el motor resonante (es decir, en el elemento funcional accionado por el motor resonante)

también influye en la amplitud máxima del movimiento periódico accionado. Por consiguiente, la aplicación de una carga mecánica en el motor resonante hace variar el voltaje U_{ind} inducido por el movimiento con respecto a la desviación de fase y a la altura de la amplitud máxima. De manera similar, el voltaje U_{ind} inducido por el movimiento se modifica con respecto a la fuerza de accionamiento periódica cuando se modifica la frecuencia f_d de accionamiento debido a que esto influye en la desviación de fase entre la fuerza de accionamiento periódica y el movimiento periódico accionado.

A continuación, se hace referencia a las Figuras 2A y 2B. En la Figura 2A se muestra el voltaje $U_{ind}(t)$ inducido por el movimiento y el flujo $I(t)$ de corriente a través de la bobina del motor para los tres casos ilustrativos diferentes. En los casos ilustrativos mostrados, la carga aplicada en el motor resonante varía pero la frecuencia de accionamiento es fija. Las curvas mostradas se refieren a un único ciclo de accionamiento durante un estado de equilibrio del motor resonante. Las tres curvas ilustrativas se indican mediante U_{ind1} , U_{ind2} , y U_{ind3} para el voltaje inducido por el movimiento y mediante I_1 , I_2 y I_3 para el flujo de corriente a través de la bobina del motor. En estas tres curvas ilustrativas, se fijan una duración T_d de una primera fase S_d de accionamiento y una duración T_s de una primera fase S_s de cortocircuito después de la fase S_d de accionamiento y seguida de una interrupción del flujo de corriente en un primer instante t_1 predeterminado fijo dentro del primer semiciclo (aquí: positivo).

El voltaje inducido $U_{ind}(t)$ por el movimiento presenta una desviación de fase con respecto a la función de posición (es decir, el movimiento periódico accionado) del inducido del motor en movimiento accionado de -90 grados. Como en la posición central la velocidad del inducido del motor en movimiento en estado activado es máxima, y por lo tanto el voltaje inducido por el movimiento es máximo, la curva gruesa U_{ind1} muestra un caso donde la frecuencia de resonancia (eficaz) está relativamente alejada de la frecuencia de accionamiento y la línea fina U_{ind2} muestra un caso donde la frecuencia de resonancia es relativamente próxima a la frecuencia de accionamiento. La línea media U_{ind3} indica un caso donde el flujo de corriente es aproximadamente cero en el primer instante predeterminado t_1 en el que se interrumpe el flujo de corriente.

También puede verse que la amplitud máxima del voltaje inducido por el movimiento es diferente para las tres curvas diferentes U_{ind1} , U_{ind2} y U_{ind3} . En algunas realizaciones, el cambio en la frecuencia de resonancia eficaz al aplicar carga mecánica puede ser relativamente pequeño, y el cambio principal en el comportamiento funcional del voltaje inducido por el movimiento viene dado por un cambio en la amplitud máxima. En algunas otras realizaciones, el cambio de la frecuencia de resonancia eficaz y por lo tanto el cambio en la desviación de fase puede considerarse dominante. Este comportamiento depende del tipo de motor utilizado y del tipo de elemento funcional accionado por el motor resonante.

La Figura 2B muestra el voltaje (total) $U_M(t)$ (del cual es un componente $U_{ind}(t)$) a través del motor resonante y de nuevo el flujo corriente $I(t)$ a través de la bobina del motor para los dos casos extremos (U_{ind1} y U_{ind2}) mostrados en la Figura 2A. El voltaje a través del motor $U_M(t)$ se indica mediante U_1 (línea gruesa) y U_2 (línea fina), curvas que corresponden al flujo de corriente indicado por las líneas I_1 (línea gruesa) y I_2 (línea fina), respectivamente.

En las Figuras 2A y 2B, el motor resonante se acciona a una frecuencia f_d de accionamiento constante. Según una realización del esquema de control de la presente descripción, en cada ciclo de accionamiento se proporciona una primera fase S_d de accionamiento que tiene una duración predeterminada T_d , primera fase de accionamiento que va seguida de una primera fase de cortocircuito S_s que tiene una duración T_s predeterminada. La fase S_d de accionamiento y la fase S_s de cortocircuito se pueden aplicar solamente en un primer semiciclo (por ejemplo, solamente en el semiciclo positivo o solamente en el negativo) de un ciclo de accionamiento. En la realización mostrada, el primer semiciclo es el semiciclo positivo.

En la realización mostrada, una segunda fase S_d' de accionamiento y una segunda fase S_s' de cortocircuito también se pueden aplicar durante el segundo semiciclo (aquí: el semiciclo negativo) del ciclo de accionamiento. En otra realización, no se aplica ninguna fase ni de accionamiento ni de cortocircuito durante el segundo semiciclo. En algunas realizaciones, al menos una de la segunda fase S_d' de accionamiento y la segunda fase S_s' de cortocircuito aplicadas en el segundo semiciclo pueden tener una duración diferente que su fase homóloga respectiva en el primer semiciclo. En una realización, se pueden aplicar dos o más fases de accionamiento en el primer y/o segundo semiciclo, y cada una puede ir seguida de una respectiva fase de cortocircuito.

Durante la primera fase S_d de accionamiento (es decir, durante el período de tiempo durante el cual se aplica el voltaje de suministro en el motor resonante), un flujo $I(t)$ de corriente se acumula en la bobina del motor. El aumento del flujo de corriente depende, entre otros, de la desviación de fase ϕ entre la fuerza de accionamiento periódica y el movimiento periódico accionado y, además, de la amplitud máxima U_{pico} del voltaje inducido por movimiento U_{ind} . La amplitud máxima U_{pico} y la desviación de fase ϕ determinan la altura real del voltaje inducido por el movimiento en un determinado instante t dentro del ciclo de accionamiento, es decir, $U_{ind}(t) = U_{ind}(t; \phi, U_{pico})$, y esta altura real del voltaje inducido por el movimiento influye en la acumulación de flujo de corriente a través del motor resonante. A medida que estos dos factores se modifican mediante una carga mecánica variable aplicada en el motor resonante, la acumulación de flujo de corriente a través del motor resonante depende de la carga aplicada. Del mismo modo, cuando se modifica la frecuencia f_d de accionamiento, al menos la desviación de fase del voltaje U_{ind} inducido por el movimiento con respecto a los cambios de fuerza de accionamiento periódica y, por lo tanto, la acumulación de flujo de corriente durante la fase de accionamiento se verán influenciadas.

Como se ha mencionado, estas diferencias en el voltaje U_{ind} inducido por el movimiento influyen, entre otros, en la acumulación de corriente durante la primera (o segunda) fase S_d (o S_d') de accionamiento. La acumulación de flujo de corriente también depende del tiempo t_d de inicio de la fase de accionamiento en el que se inicia la fase de accionamiento. En algunas realizaciones, el tiempo t_d de inicio de la fase de accionamiento se puede escoger una vez y a continuación mantener fijo. Por tanto, cuando t_d y T_d son fijos, el flujo $I(t)$ de corriente a través de la bobina del motor durante la fase S_d de accionamiento depende de la desviación de fase (es decir, de la diferencia entre la frecuencia f_d de accionamiento y la frecuencia f_r de resonancia eficaz) y de la amplitud máxima del voltaje U_{ind} inducido por el movimiento, sobre los que influye la carga mecánica aplicada al motor resonante o las modificaciones de la frecuencia de accionamiento.

Una primera fase S_s de cortocircuito que tiene una duración T_s predeterminada puede seguir tras la primera fase S_d de accionamiento. El flujo de corriente a través de la bobina del motor es accionado a continuación por el voltaje U_{ind} inducido por el movimiento y generalmente disminuye durante la primera fase S_s de cortocircuito. Al final de la primera fase S_s de cortocircuito, el flujo de corriente a través del motor resonante se puede interrumpir en un primer instante t_1 predeterminado. Dependiendo de los diversos factores descritos, la altura de la corriente $I(t_1)$ que fluye a través de la bobina del motor resonante en el primer instante t_1 predeterminado puede ser positiva o negativa (o puede ser cero exactamente) tal cual se muestra en las tres curvas ilustrativas I1, I2 e I3. Por lo tanto, el valor $I(t_1)$ de corriente en el primer instante t_1 predeterminado depende de la diferencia entre la frecuencia f_d de accionamiento y la frecuencia f_r de resonancia eficaz (es decir, la desviación de fase) y de la amplitud máxima del voltaje inducido por el movimiento.

Cuando el flujo de corriente a través del motor resonante cambia de signo, también cambia de signo el voltaje total en el motor resonante U_m . En la intersección de cero de U_m (donde la forma de onda de U_m cruza el eje del tiempo en la Figura 2B) en el tiempo t_1 , el flujo de corriente es cero y el voltaje en la resistencia óhmica del motor resonante U_R es por lo tanto cero, $U_R = 0$. A continuación, el voltaje autoinducido U_L y el voltaje inducido por el movimiento U_{ind} son idénticos en altura de voltaje pero tienen signos diferentes, es decir $U_L = -U_{ind}$. Si bien el voltaje total en el motor es entonces cero, los dos componentes que suman cero no tienen por qué ser pequeños. La altura absoluta del voltaje inducido por el movimiento se refiere a la energía residual en el motor resonante al desconectarlo. De forma típica, el flujo de corriente en el primer instante predeterminado t_1 no es cero (pero de forma típica es pequeño); el voltaje en la resistencia eléctrica también es entonces pequeño, ya que es proporcional a la corriente. La altura absoluta del voltaje U_{ind} inducido por el movimiento determina entonces la energía residual en el motor en el instante de desconexión.

Cuando el flujo de corriente a través de la bobina de motor se apaga al final de la primera fase de cortocircuito, el motor resonante responde con una primera señal P_1 de voltaje, lo que hace posible que la corriente residual se conmute sobre los diodos protectores de los interruptores del circuito de puente en H (denominada fuerza electromagnética opuesta, B-EMF). La altura de esta señal P_1 de voltaje puede limitarse mediante un elemento protector, por ejemplo, un diodo de protección dispuesto en paralelo a cada uno de los interruptores. Además, la altura de la primera señal P_1 de voltaje depende de la velocidad de conmutación con la que el interruptor relevante (por ejemplo, S4 mostrado en la Figura 1, después de una fase de cortocircuito en la que S3 y S4 estaban cerrados y S1 y S2 estaban abiertos) se abre ya que la velocidad de conmutación determina el cambio en el flujo de corriente $dI(t)/dt$.

El signo de esta primera señal P_1 de voltaje depende de si la energía residual en el motor de resonancia es positiva o negativa. En la Figura 2B la línea gruesa I1 muestra un caso donde el flujo de corriente residual en el primer instante t_1 predeterminado es positivo y el voltaje en el motor resonante $U_m(t_1)$ es negativo antes de la fase de desconexión. En este caso, el signo de la primera señal P_1 de voltaje es positivo. La línea fina I2 indica un caso donde el flujo de corriente residual a través del motor resonante es negativo en el primer instante t_1 predeterminado y el voltaje en el motor resonante $U_m(t_1)$ indicado mediante la línea U2 es positivo antes de la fase de desconexión. En este caso, el signo de la primera señal P_1 de voltaje es negativo.

En vista de lo anterior, en algunas realizaciones, el sistema puede precalibrarse de manera que la primera señal P_1 de voltaje cambie su signo con la condición de que la carga aplicada pase de ser superior (o inferior) a un primer valor de carga predeterminado a ser inferior (o superior) a este valor. De esta manera, se puede determinar si el motor resonante ha experimentado una transición desde una carga aplicada de menos de un primer valor de carga D1 predeterminado (mostrado en la Figura 3) a una carga aplicada que es mayor que el primer valor de carga D1 predeterminado (por ejemplo, una cabezal de cepillo de un cepillo de dientes eléctrico que pasa de un estado no acoplado a un estado acoplado donde el cabezal del cepillo se aplica a la superficie del diente o dientes de un usuario). Como puede ser necesario ajustar la duración T_d de la fase de accionamiento S_d para introducir periódicamente una determinada cantidad de energía en el motor resonante, la duración T_s de la fase S_s de cortocircuito puede variarse de modo que el cambio de signo de la señal de voltaje se produzca en el primer instante predeterminado bajo una determinada carga aplicada. Por lo tanto, esto permite medir cuándo una determinada carga se aplica sobre el elemento funcional accionado por el motor resonante.

De forma similar, la frecuencia f_d de accionamiento puede modificarse entre mediciones sucesivas y el primer instante t_1 predeterminado puede escogerse de modo que el cambio de signo de la primera señal P_1 de voltaje se produzca cuando la frecuencia f_d de accionamiento coincide con la frecuencia f_R de resonancia o cuando la frecuencia f_d de accionamiento coincide con la frecuencia f_R de resonancia o cuando la frecuencia f_D de accionamiento coincide con una frecuencia deseada f_t que tiene una distancia predeterminada a la frecuencia de resonancia, $f_t = f_R + \Delta f$. En algunas realizaciones, la unidad de control puede disponerse para accionar el motor

resonante con una frecuencia de accionamiento de arranque y puede a continuación modificar sucesivamente la frecuencia de accionamiento continuamente, casi continuamente, o por etapas, hasta que un cambio de signo de la señal de voltaje indica que la frecuencia de accionamiento en ese momento tiene una distancia predeterminada a la frecuencia de resonancia. Por consiguiente, la unidad de control puede disponerse para determinar automáticamente la frecuencia de accionamiento óptima. Mediante este diseño, las tolerancias en las partes del motor que dan lugar a diferencias en la frecuencia de resonancia de un motor resonante cuando se comparan con otros motores resonantes del mismo tipo y/o el envejecimiento de las partes del motor que dan lugar a diferencias de la frecuencia de resonancia del motor resonante a lo largo del tiempo pueden asumirse automáticamente. En algunas realizaciones, la unidad de control emplearía una frecuencia de accionamiento inicial que debería ser superior (o inferior) a la frecuencia de resonancia que puede producirse debido a tolerancias y/o envejecimiento y la frecuencia de accionamiento se reduciría (o aumentaría) sucesivamente hasta alcanzar la frecuencia objetivo predeterminada.

En algunas realizaciones, cuando solo se va a determinar el cambio de signo de la señal P_1 de voltaje, puede ser suficiente que la unidad de medición mida solamente el signo de la señal P_1 de voltaje. Esto puede realizarse, por ejemplo, aplicando la primera señal P_1 de voltaje a una entrada digital estándar de un microcontrolador donde se detecta una señal de voltaje superior a una determinada señal umbral como una señal HIGH (alta) clara y toda señal de voltaje por debajo de este umbral se detecta como una señal LOW (baja). En los casos donde la señal de voltaje positivo podría volverse tan pequeña que ya no podría detectarse de forma segura como una señal HIGH clara (p. ej., cuando el flujo de corriente residual es bajo y el voltaje inducido por el movimiento es bajo en el primer instante predeterminado), la velocidad de conmutación del interruptor o interruptores respectivos puede aumentarse para generar una señal de voltaje (al menos durante un corto período) lo suficientemente alta como para ser detectable como una señal HIGH clara. La medición de la primera señal de voltaje solamente tendría que suministrar una salida binaria de un solo dígito a la unidad de evaluación.

En algunas realizaciones, la primera señal P_1 de voltaje puede alimentarse a una unidad de medición realizada como un sistema de circuitos analógico de velocidad alta que puede detectar la altura de la primera señal de voltaje además de la anchura de la señal de voltaje. En algunas realizaciones, se puede usar un sistema de circuitos digital que tiene una resolución temporal y de voltaje lo suficientemente buena como para detectar la anchura y la altura de la señal de voltaje. La unidad de evaluación puede tener entonces una unidad de almacenamiento que tiene una tabla predeterminada en la que los valores de carga o valores de frecuencia pueden asignarse a valores de altura y/o valores de anchura de la señal de voltaje de manera que es posible calcular el valor de carga aplicada real o la diferencia entre la frecuencia de accionamiento real y la frecuencia de resonancia a partir de esta tabla y los valores de altura y/o anchura determinados.

Cuando se detecta un cambio de signo en la primera señal de voltaje, la unidad de control puede controlar a continuación el motor resonante de manera que se modifique un parámetro de accionamiento. Con referencia a la Figura 2 y la Figura 3, la primera fase S_d de accionamiento puede aumentarse, por ejemplo, aumentando la duración T_d de manera que el inducido del motor en movimiento se mueve con una amplitud máxima A_p más alta deseada. En lugar de aumentar la duración T_d , también se puede lograr un aumento en la amplitud máxima aumentando el voltaje de suministro aplicado (p. ej., mediante el uso respectivo de un convertidor elevador para intensificar el voltaje proporcionado por la fuente de voltaje de suministro). En algunas realizaciones, tanto el voltaje de suministro como la duración T_d se pueden aumentar para aumentar la amplitud.

La duración T_d de la fase de accionamiento y la duración T_s de la fase de cortocircuito (en conjunto la duración T_{ds} de accionamiento total) pueden elegirse según la amplitud máxima que debe alcanzarse. Para amplitudes máximas pequeñas, la duración T_{ds} de accionamiento total se puede seleccionar de modo que sea de aproximadamente 1 % de la duración del semiciclo, mientras que para amplitudes máximas altas la duración T_{ds} total de accionamiento se puede seleccionar de modo que sea de hasta 99 % de la duración del semiciclo. Aunque la frecuencia f_d de accionamiento puede tener generalmente cada valor detectable, la frecuencia f_d de accionamiento puede, en algunas realizaciones, estar en el intervalo de entre aproximadamente 1 Hz a aproximadamente 10.000 Hz. En una realización en la que el dispositivo eléctrico se realiza como un dispositivo para la higiene bucodental, tal como un cepillo de dientes eléctrico, la frecuencia f_d de accionamiento puede estar en el intervalo de entre aproximadamente 30 Hz a aproximadamente 500 Hz. En algunas realizaciones donde el dispositivo eléctrico es un cepillo de dientes eléctrico, la frecuencia f_d de accionamiento puede ser superior a aproximadamente 120 Hz. La frecuencia de accionamiento puede ser mayor de aproximadamente 120 Hz, mayor de aproximadamente 130 Hz, mayor de aproximadamente 140 Hz, mayor de aproximadamente 150 Hz, mayor de aproximadamente 160 Hz, mayor de aproximadamente 170 Hz, mayor de aproximadamente 180 Hz, mayor de aproximadamente 190 Hz, mayor de aproximadamente 200 Hz, o menor de aproximadamente 200 Hz, menor de aproximadamente 190 Hz, menor de aproximadamente 180 Hz, menor de aproximadamente 170 Hz, menor de aproximadamente 160 Hz, menor de aproximadamente 150 Hz, menor de aproximadamente 140 Hz, menor de aproximadamente 130 Hz, y/o cualquier número o cualquier intervalo dentro de o que incluya estos valores.

Con referencia a la Figura 4, se observa que no es necesario tener primero una fase de accionamiento seguida de una fase de cortocircuito para generar una primera señal de voltaje como se ha descrito. En algunas realizaciones, se inicia una primera fase de cortocircuito mientras no hay ningún flujo de corriente residual a través de la bobina del motor (es decir, sin una fase de accionamiento directamente previa). Por ejemplo, una primera fase de cortocircuito puede seguir después de una fase de desconexión relativamente larga que ha permitido que toda la corriente residual se conmute sobre un diodo protector (es decir, la fase de cortocircuito comienza sin flujo de corriente residual a través de la bobina del motor). En la Figura 4, la línea 1001 muestra un

caso donde el flujo de corriente residual es cero después de una fase de desconexión iniciada en el instante t_5 . La acumulación de flujo de corriente a través de la bobina de motor es impulsada a continuación por el voltaje inducido por el movimiento durante la primera fase de cortocircuito y por consiguiente depende del signo del voltaje inducido por el movimiento. Por lo tanto, el flujo de corriente cambia esencialmente de signo cuando la desviación de fase variable cambia el signo del voltaje inducido por el movimiento (por consiguiente, las realizaciones donde no se producen cambios de desviación de fase considerables pueden no permitir la medición de los cambios de signo). El flujo de corriente relativamente bajo generado se puede utilizar entonces para generar el primer impulso de voltaje interrumpiendo el flujo de corriente. En otras palabras, esto esencialmente muestra simplemente el signo del voltaje inducido por el movimiento antes del primer instante predeterminado.

La Figura 3 es una representación esquemática que muestra las curvas de una amplitud máxima A1 (línea fina) y A2 (línea gruesa) y las curvas de nivel de ruido correspondientes N1 (línea discontinua fina) y N2 (línea discontinua gruesa) para un dispositivo eléctrico que funcionará a una determinada amplitud máxima A_p del elemento funcional accionado del dispositivo eléctrico cuando se alcance un primer valor D1 de carga predeterminado durante el funcionamiento. El primer valor D1 de carga predeterminado se refiere a la presión aplicada en el elemento funcional que influye en la desviación de fase del voltaje inducido por el movimiento con respecto a la función de accionamiento (es decir, la frecuencia de resonancia eficaz se modifica) y la amplitud máxima del voltaje inducido por el movimiento. Sin pérdida de generalización, se asume que la carga aplicada en el elemento funcional y el cambio de la desviación de fase (es decir, la frecuencia de resonancia eficaz) y de la amplitud máxima del voltaje inducido por el movimiento tienen una relación funcional clara para una unidad de motor resonante determinada.

La línea fina A1 indica el comportamiento de la amplitud máxima del movimiento oscilatorio de un elemento funcional accionado por un motor resonante cuando se aplica una carga mecánica al motor resonante sin aplicar el método de control descrito. En cambio, la línea gruesa A2 indica una realización ilustrativa del comportamiento de la amplitud máxima del elemento funcional cuando se usa un método de control propuesto. Como se indica mediante la línea gruesa A2, la unidad de control de la unidad de motor resonante se puede disponer para accionar el motor resonante a una predeterminada frecuencia f_d de accionamiento de modo que se logre una amplitud máxima A' baja del elemento funcional cuando el dispositivo eléctrico se conecta y/o está sometido a una carga menor que D1. Como se representa en la Figura 3, la amplitud máxima A inicial del elemento funcional es mayor que la amplitud A' máxima inicial cuando se emplea el método de control descrito.

Sin pérdida de generalidad, las curvas A1 y A2 en el presente documento muestran una disminución de la amplitud máxima con el aumento de carga D. Con un motor resonante (o un método de control para controlar un motor resonante) como se propone en la presente memoria, el motor resonante puede accionarse a una amplitud máxima A_p deseada cuando se alcanza un primer valor D1 de carga predeterminado y puede ser accionado a una amplitud A' baja cuando el dispositivo eléctrico funciona sin carga y/o a una carga que es menor que D1.

La amplitud inicial baja puede proporcionar al usuario una señal perceptible del estado de funcionamiento del dispositivo eléctrico. La amplitud baja A' puede también evitar salpicaduras de agua o cualquier otra sustancia (p. ej., pasta de dientes) que pueda ser aplicada sobre el elemento funcional del dispositivo eléctrico. De forma adicional, puede conseguirse un nivel de ruido relativamente bajo como se indica mediante la línea discontinua gruesa N2 en comparación con la línea discontinua fina N1. N1 indica el nivel de ruido del dispositivo eléctrico sin la unidad de motor resonante y/o métodos de control aquí propuestos, respectivamente.

Como se explicará en mayor detalle más adelante, la unidad de motor resonante se puede disponer para medir y evaluar una segunda señal de voltaje que puede ser indicativa de si la carga aplicada ha pasado de ser superior (o inferior) a un segundo valor D2 de carga predeterminado a ser inferior (o superior) al segundo valor D2 de carga predeterminado. Esto puede permitir el control del motor resonante con respecto a este segundo valor D2 de carga predeterminado. La unidad de control puede disponerse en particular para disminuir hasta una amplitud máxima baja o incluso cero del elemento funcional accionado cuando se alcanza o se supera el segundo valor D2 de carga predeterminado como se indica esquemáticamente mediante una línea gruesa A2. Por ejemplo, cuando el motor resonante acciona un elemento funcional que es un cabezal de cepillo de un cepillo de dientes eléctrico, se puede señalar a un usuario que los dientes y las encías se cepillan con una presión demasiado alta mediante una disminución de la amplitud y/o la frecuencia de accionamiento. De forma adicional o alternativa, la unidad de control puede disponerse para indicar a un usuario una determinada carga aplicada. Por ejemplo, en el ejemplo mostrado, puede encenderse una fuente de luz amarilla cuando la carga aplicada está por debajo del primer valor D1 de carga predeterminado para indicar que la carga aplicada no es eficaz para el fin previsto (p. ej., cepillado dental). Puede encenderse una fuente de luz verde cuando la carga aplicada está entre el primer valor D1 de carga predeterminado y el segundo valor D2 de carga predeterminado para indicar que la carga aplicada se encuentra dentro de un intervalo preferido. Una fuente de luz roja puede iluminarse si la carga aplicada ha alcanzado o excedido el segundo valor D2 de carga predeterminado para indicar al usuario que se está aplicando una carga demasiado alta. Puede utilizarse cualquier tipo de indicación, p. ej., en lugar de una indicación visualmente perceptible, puede utilizarse una indicación audible o puede utilizarse una indicación perceptible por el tacto.

De forma adicional, se consideran combinaciones de indicaciones proporcionadas al usuario. Por ejemplo, la unidad de control puede disminuir la amplitud y/o la frecuencia, y puede proporcionarse una señal adicional al usuario. Por ejemplo, la señal adicional puede incluir una señal visual, audible, táctil, similares o combinaciones de estas.

En una realización, al menos dos o más fases de cortocircuito sucesivas son concluidas cada una por una fase de desconexión como se muestra esquemáticamente en la Figura 4, donde el flujo $I(t)$ de corriente a través de la bobina del motor se muestra para dos semiciclos sucesivos y donde se seleccionaron tres instantes predeterminados t_4 , t_5 y t_6 para poder discernir tres valores de carga predeterminados diferentes. Tras una primera fase S_{d1} de accionamiento, el motor resonante es cortocircuitado durante una primera fase S_{s1} de cortocircuito que tiene una duración T_{s1} y a continuación el flujo de corriente se desconecta en un primer instante t_4 predeterminado como se ha descrito anteriormente, pero aquí la fase de desconexión tiene solamente una primera duración T_{O1} de desconexión relativamente corta. En caso de que haya un flujo de corriente residual a través de la bobina de motor en el instante de desconexión, una primera señal de voltaje será proporcionada por el motor resonante, como se ha descrito anteriormente. La duración T_{O1} de la primera fase de desconexión puede estar dentro del intervalo de entre aproximadamente 5 microsegundos y aproximadamente 100 microsegundos, de forma opcional de entre aproximadamente 20 microsegundos a aproximadamente 50 microsegundos.

Después de la primera fase de desconexión, la unidad de control cortocircuita el motor resonante nuevamente durante una segunda fase S_{s2} de cortocircuito que tiene una duración T_{s2} . La duración T_{s2} se selecciona de modo que sea tan pequeño que la corriente residual que fluye a través de la bobina del motor solamente conmutaría sobre el diodo protector cuando el flujo de corriente residual fuera muy pequeño. A continuación, el flujo de corriente se desconecta nuevamente en un segundo instante predeterminado t_5 . En caso de que haya un flujo de corriente residual a través de la bobina de motor en el instante de desconexión, una segunda señal de voltaje será proporcionada por el motor resonante, como se ha descrito anteriormente. La segunda fase de desconexión puede tener una duración T_{O2} que puede también estar comprendida en un intervalo de entre aproximadamente 5 microsegundos y aproximadamente 100 microsegundos, de forma opcional de entre aproximadamente 20 microsegundos a aproximadamente 50 microsegundos, como se muestra en la Figura 4.

De forma alternativa, la segunda fase de desconexión puede continuar hasta el inicio de otra fase de accionamiento. En la realización mostrada, una tercera fase S_{s3} de cortocircuito tiene una duración t_3 de continuación después de la segunda fase de desconexión y es terminada por una fase de desconexión en un tercer instante t_6 predeterminado. En caso de que haya un flujo de corriente residual a través de la bobina de motor en el instante de desconexión, el motor resonante proporcionará una tercera señal de voltaje, como se ha descrito anteriormente. En otra realización, cuatro o incluso más fases de desconexión alternan con las respectivas fases de cortocircuito.

La línea 1000 esquemáticamente indica el flujo de corriente $I(t)$ para una realización ilustrativa donde hay presente un flujo de corriente en el primer instante t_4 predeterminado y en el segundo instante t_5 predeterminado y donde el flujo de corriente se vuelve igual a cero en el tercer instante t_6 predeterminado, es decir, el cambio de signo de la tercera señal de voltaje que se puede detectar en el tercer instante t_6 predeterminado indicaría entonces que se aplica una carga en el motor resonante que ha alcanzado un tercer valor de carga predeterminado.

La línea 1001 (mostrada solo para el primer semiciclo) esquemáticamente indica el flujo de corriente para un caso ilustrativo donde un cambio de signo de la segunda señal de voltaje medida en el segundo instante t_5 predeterminado se puede detectar indicando que se ha alcanzado un segundo valor de carga predeterminado. Al eliminarse el flujo de corriente indicado por la línea después de la segunda fase de desconexión, la tercera fase de cortocircuito S_{s3} da lugar en este caso a una acumulación de flujo de corriente que es impulsada por el voltaje inducido por el movimiento como se ha descrito anteriormente, y puede producir en consecuencia una tercera señal de voltaje.

En otra realización mostrada en la Figura 5, una primera fase S_{d1} de accionamiento relativamente corta que tiene una duración T_{d1} es seguida de una primera fase S_{s1} de cortocircuito corta que tiene una duración T_{s1} y que es terminada en un primer instante t_7 predeterminado mediante una fase S_{O1} de desconexión relativamente corta que tiene una duración T_{O3} . La primera señal de voltaje resultante que se desarrolla después de la desconexión se alimenta a continuación a la unidad de medición. Una segunda fase S_{d2} de accionamiento que puede tener en algunas realizaciones una duración T_{d2} superior puede comenzar después de la fase S_{O1} de desconexión y se puede terminar mediante una fase de desconexión en un segundo instante t_8 predeterminado en el que se mide una segunda señal de voltaje en desarrollo.

La fase S_{O1} de desconexión breve puede tener una duración T_{O3} comprendida en el intervalo de entre aproximadamente 5 microsegundos y aproximadamente 100 microsegundos, de forma opcional de entre aproximadamente 20 microsegundos a aproximadamente 50 microsegundos. La duración T_{d1} de la primera fase S_{d1} de accionamiento y la duración T_{s1} de la primera fase S_{s1} de cortocircuito se establecen como duraciones que permiten que el flujo de corriente se reduzca a cero en el primer instante t_7 predeterminado bajo una determinada condición pero que son también tan pequeños que hacen posible una segunda fase S_{d2} de accionamiento que puede tener una duración T_{d2} que permite lograr una amplitud alta del inducido del motor en movimiento. Las duraciones individuales pueden determinarse empíricamente.

Generalmente, también es posible simular numéricamente un motor resonante y su comportamiento y determinar los diversos parámetros tales como los instantes y duraciones predeterminados a partir de dicha simulación por ordenador.

En la Figura 5, la línea 1010 indica un caso donde el voltaje inducido por el movimiento es tal que el flujo $I(t)$ de corriente es relativamente alto y el flujo de corriente residual en el primer instante t_7 predeterminado es positivo. La primera señal de voltaje resultante es entonces negativa. La línea 1011 indica un caso donde el voltaje inducido por el movimiento ha

cambiado de tal modo que el flujo de corriente (t) es menor que en el caso indicado por la línea 1010 y el flujo de corriente residual en el primer instante t_7 predeterminado es negativo. La primera señal de voltaje resultante es entonces positiva.

5 Existen varias posibilidades para medir una segunda (o más generalmente: otra) señal de voltaje que es indicativa de si, por ejemplo, una carga aplicada ha pasado de ser superior (o inferior) a un segundo (u otro, es decir, un tercer, cuarto, ...) valor de carga predeterminado a ser inferior (o superior) a este valor. En una realización, el segundo valor de carga predeterminado puede seleccionarse de modo que sea D_2 como se indica en la Figura 3. En una realización, se puede aplicar una segunda fase S_s' de accionamiento diferente y/o una segunda fase S_s' de cortocircuito diferente en el segundo semiciclo de tal manera que una segunda señal de voltaje P_2 que puede medirse en un segundo instante t_1' predeterminado (como se muestra en las Figuras 2A y 2B) indica por su cambio de signo que la carga aplicada en el motor resonante pasa de ser superior (o inferior) a un segundo valor de carga predeterminado a ser inferior (o superior) a este valor.

15 En una realización, se aplican dos fases de accionamiento que van seguidas cada una de una fase de cortocircuito respectiva durante al menos un primer semiciclo (de forma opcional en ambos semiciclos), un ejemplo de lo cual se ha mostrado y descrito con referencia a la Figura 5, permitiendo por lo tanto medir si la carga aplicada es inferior o superior a, o está situada entre los dos valores de carga predeterminados (de forma opcional, se pueden estudiar más valores de carga predeterminados diferentes).

20 En una realización, al menos la longitud de una de la fase de accionamiento y de la fase de cortocircuito se cambian periódicamente entre ciclos de accionamiento sucesivos. Por ejemplo, en un primer ciclo c_1 de accionamiento se somete a prueba un primer valor de carga predeterminado mediante la medición, en el segundo ciclo c_2 de accionamiento siguiente se somete a prueba un segundo valor de carga predeterminado, en el siguiente ciclo de accionamiento se somete de nuevo a prueba el primer valor de carga predeterminado, etc. Esto podría ser indicado por una serie c_1 - c_2 - c_1 - c_2 - c_1 - c_2 -... Podría considerarse otra serie, tal como c_1 - c_2 - c_3 - c_1 - c_2 - c_3 - c_1 - c_2 - c_3 -... o c_1 - c_2 - c_1 - c_3 - c_1 - c_2 - c_1 - c_3 -... o c_1 - c_1 - c_2 - c_2 - c_1 - c_1 - c_2 - c_2 -... etc.

30 Se consideran realizaciones que incluyen el empleo de elementos de memoria. Por ejemplo, cuando un usuario supera típicamente un segundo o tercer valor de carga predeterminado, las secuencias de medición anteriormente indicadas pueden modificarse. En concreto, en el caso de superar un tercer valor predeterminado, la serie de medición podría ser c_1 - c_3 , c_2 - c_3 , c_1 - c_3 , c_2 - c_3 , Esta secuencia puede tener lugar hasta que el usuario cambie sus hábitos de higiene y comience a utilizar una fuerza aplicada adecuadamente. En ese momento, la serie de mediciones puede modificarse a una serie previamente indicada que mide durante un ciclo c_3 menos con menor frecuencia.

35 En una realización, la duración de la primera fase de accionamiento puede cambiarse una vez que la evaluación de la primera señal de voltaje ha indicado que la carga aplicada ha pasado de ser superior (o inferior) a un primer valor de carga predeterminado a ser inferior (o superior) a este valor. A continuación se puede cambiar también el primer tiempo predeterminado. En una realización, se añade un segundo instante predeterminado después del cambio arriba mencionado de la duración de la primera fase de accionamiento para poder medir si la carga ha pasado de nuevo a ser superior (o inferior) al primer valor de carga predeterminado o ha pasado de ser superior (o inferior) a un segundo valor de carga predeterminado a ser inferior (o superior) a este valor.

45 Todas las diversas posibilidades para probar si se alcanza más de un valor de carga predeterminado se pueden combinar entre sí en la medida de lo posible.

50 Como la amplitud máxima a la que el motor resonante es accionado puede cambiarse de una baja amplitud a una alta amplitud cuando la primera señal de voltaje cambia su signo, el valor D_1 de carga indicado en la Figura 3 debería referirse a una carga aplicada en el elemento funcional que indica que el dispositivo eléctrico se utiliza tal cual, por ejemplo, presionado contra una superficie. El primer o segundo valor de carga predeterminado respectivo se puede establecer de modo que esté dentro de un intervalo de entre aproximadamente 0,1 Newton (N) a aproximadamente 5 N. El primer valor de carga predeterminado puede escogerse en particular dentro de un intervalo de entre aproximadamente 0,5 N a aproximadamente 1,5 N para la primera señal de voltaje y para el segundo valor de carga predeterminado entre aproximadamente 1,5 N a aproximadamente 3,5 N para la segunda señal de voltaje. El dispositivo eléctrico puede además estar equipado con un indicador para indicar al usuario cuándo la carga aplicada es inferior al primer nivel de valor de carga predeterminado (p. ej., mediante un elemento de luz amarillo) o cuándo la carga aplicada está entre los valores de carga primero y segundo predeterminados (p. ej., con un elemento de luz verde) o cuándo la carga aplicada es superior al segundo valor de carga predeterminado (p. ej., con un elemento de luz roja).

60 En una realización ilustrativa arriba descrita, un parámetro de accionamiento modificado después de que la unidad de evaluación hubiera detectado un cambio de la carga aplicada de superior (o inferior) a un primer (o segundo, o tercer, ...) valor de carga a inferior (o superior) a este valor era la duración de la primera fase de accionamiento. En lugar de cambiar la duración de la primera fase de accionamiento, se podría cambiar otro parámetro de accionamiento u otros parámetros de accionamiento diversos, por ejemplo, se podría cambiar la frecuencia de accionamiento, se podría cambiar la altura del voltaje de suministro, se podría cambiar el tiempo de inicio de la primera fase de accionamiento dentro de un semiciclo, etc.

- La Figura 6 es una representación de un dispositivo eléctrico realizado como un dispositivo 1 para la higiene bucodental, aquí en forma de un cepillo de dientes eléctrico. El dispositivo 1 para la higiene bucodental comprende un mango 20 y una parte 10 de base. La parte 10 de base comprende un elemento funcional 11 montado para accionar el movimiento oscilatorio alrededor de un eje R de rotación como se indicada mediante una flecha doble 12. El elemento funcional 11, realizado aquí como un cabezal del cepillo que comprende una pluralidad de elementos limpiadores que están aquí realizados como mechones de cerdas, puede ser accionado por un motor resonante de tal forma que el cabezal funcional 11 oscila alrededor del eje R de rotación. Durante el funcionamiento, el motor resonante se controla mediante una unidad de control.
- 5
- 10 Como se describe en mayor detalle a continuación, en el contexto de un dispositivo para la higiene bucodental ilustrativo, tal como un cepillo de dientes eléctrico, el motor resonante puede controlarse inicialmente con una amplitud de funcionamiento relativamente baja para indicar al usuario que el cepillo de dientes electrónico está encendido y listo para usar. Cuando el cabezal de cepillo del cepillo de dientes eléctrico se presiona contra una superficie en la cavidad bucal de un usuario, la carga mecánica aplicada del motor resonante puede cambiar y el motor resonante puede controlarse de modo que tenga una amplitud de funcionamiento mayor (la amplitud de trabajo) cuando el valor de carga aplicada alcanza o supera un primer valor de carga predeterminado. La baja amplitud de funcionamiento se puede seleccionar de modo que esté comprendida en un intervalo de entre aproximadamente 1 % a aproximadamente 75 % de la amplitud de trabajo, de forma opcional en un intervalo de entre aproximadamente 5 % a aproximadamente 30 %.
- 15
- 20 Las dimensiones y valores descritos en la presente memoria no deben entenderse como estrictamente limitados a los valores numéricos exactos indicados. Sino que, salvo que se indique lo contrario, debe considerarse que cada dimensión significa tanto el valor indicado como un intervalo funcionalmente equivalente en torno a ese valor. Por ejemplo, se pretende que una dimensión descrita como “40 mm” signifique “aproximadamente 40 mm”.

REIVINDICACIONES

1. Una unidad (800) de motor resonante que comprende:
 - 5 un motor resonante (L);
una unidad (400) de control adaptada para accionar el motor resonante (L) a una frecuencia de accionamiento y adaptada para cortocircuitar el motor resonante (L) durante una primera fase (Ss) de cortocircuito en ciclos de accionamiento sucesivos, caracterizada porque la unidad de control está adaptada para concluir las al menos primeras
 - 10 fases de cortocircuito mediante la interrupción del flujo I(t) de corriente a través del motor resonante (L) al menos en un primer instante (t1) predeterminado dentro de los ciclos de accionamiento;
y comprendiendo la unidad de motor resonante, además:
 - 15 una unidad (401) de medición adaptada para medir sucesivamente al menos una primera señal (P1) de voltaje proporcionada por el motor resonante (L) en el primer instante (t1) predeterminado; y
una unidad (402) de evaluación adaptada para determinar si la primera señal (P1) de voltaje ha cambiado entre mediciones sucesivas.
 2. La unidad de motor resonante según la reivindicación 1, en donde la unidad (402) de medición está dispuesta para medir solamente el signo de la primera señal (P1) de voltaje.
 3. La unidad de motor resonante según la reivindicación 1 o la reivindicación 2, en donde el primer instante (t1) predeterminado está predeterminado de modo que la primera señal (P1) de voltaje cambia su signo cuando una carga (D) aplicada en el motor resonante (L) pasa de ser inferior a ser superior o de ser superior a ser inferior a un primer valor (D1) de carga predeterminado.
 4. La unidad de motor resonante según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en donde
 - 30 la unidad (400) de control se dispone además para cortocircuitar el motor resonante (L) durante una segunda fase (Ss') de cortocircuito en ciclos (Ss') de accionamiento sucesivos y para concluir las segundas fases (Ss') de cortocircuito mediante la interrupción del flujo (I(t)) de corriente a través del motor resonante (L) en un segundo instante (t1') predeterminado dentro de los ciclos de accionamiento;
la unidad (401) de medición se dispone además para medir una segunda señal (P2) de voltaje proporcionada por el motor resonante (L) en el segundo instante (t1') predeterminado; y
la unidad (402) de evaluación se dispone además para determinar si la segunda señal (P2) de voltaje ha cambiado entre mediciones sucesivas.
 5. La unidad de motor resonante según la reivindicación 4, en donde la unidad (401) de medición está dispuesta para:
 - 45 medir la primera señal (P1) de voltaje en un primer semiciclo de al menos uno de los ciclos de accionamiento sucesivos y la segunda señal (P2) de voltaje en un segundo semiciclo del mismo ciclo de accionamiento; o
medir la primera señal (P1) de voltaje en un primer semiciclo de al menos uno de los ciclos de accionamiento sucesivos y la segunda señal (P 2) de voltaje también en el primer semiciclo de ciclo del mismo ciclo de accionamiento; o
50 medir la primera señal (P1) de voltaje dentro de al menos uno de los ciclos de accionamiento sucesivos y la segunda señal (P2) de voltaje en al menos otro de los ciclos de accionamiento sucesivos.
 6. La unidad de motor resonante según la reivindicación 1 o la reivindicación 2, en donde la unidad (400) de control está dispuesta para cambiar la frecuencia de accionamiento entre mediciones sucesivas.
 7. La unidad de motor resonante según la reivindicación 6, en donde el primer instante (t1) predeterminado se predetermina de modo que la primera señal (P1) de voltaje cambia su signo cuando la frecuencia de accionamiento coincide con la frecuencia de resonancia del motor resonante (L) o con una frecuencia deseada que tiene una distancia predeterminada a la frecuencia de resonancia.
 8. La unidad de motor resonante según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, en donde la unidad (400) de control está dispuesta para proporcionar un voltaje (U1) de suministro en el motor resonante (L) durante una fase (Sd) de accionamiento antes de la fase (Ss) de cortocircuito.

65

9. La unidad de motor resonante según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, en donde la unidad (400) de control está dispuesta para cambiar al menos un parámetro del accionamiento del motor resonante (L) cuando se determina un cambio a partir de la primera señal (P1) del motor y/o para indicar el cambio determinado a un usuario.
- 5 10. Un dispositivo eléctrico (1) que comprende una unidad (800) de motor resonante según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 9, opcionalmente donde el dispositivo eléctrico (1) es un dispositivo para la higiene bucodental tal como un cepillo de dientes eléctrico.
- 10 11. Un método para controlar un motor resonante (L) que comprende las acciones de:
- 15 accionar el motor resonante (L) a una frecuencia de accionamiento; cortocircuitar el motor resonante (L) durante una primera fase (Ss) de cortocircuito; caracterizado por la interrupción de un flujo (I(t)) de corriente a través del motor resonante (L) al menos en un primer instante (t1) predeterminado;
- medir al menos una primera señal (P1) de voltaje proporcionada por el motor resonante (L) en el primer instante (t1) predeterminado; y
- evaluar si la primera señal (P1) de voltaje ha cambiado entre mediciones sucesivas.
- 20 12. El método según la reivindicación 11 que comprende la acción adicional de cambiar al menos un parámetro del accionamiento del motor resonante (L) cuando se determina un cambio a partir de la primera señal (P1) de voltaje y/o de indicar el cambio determinado a un usuario.
- 25 13. El método según la reivindicación 11 o la reivindicación 12, que comprende, además, la acción de aplicar un voltaje (U1) de suministro en el motor resonante (L) antes de la acción de cortocircuitar el motor resonante (L).
14. El método según una cualquiera de las reivindicaciones 11 a 13 que comprende las acciones adicionales de:
- 30 cortocircuitar el motor resonante (L) durante una segunda fase (Ss') de cortocircuito;
- desconectar un flujo (I(t)) de corriente a través del motor resonante (L) en un segundo instante (t1') predeterminado;
- medir una segunda señal (P2) del motor que es indicativa de una carga (D) aplicada en el motor resonante (L); y
- 35 evaluar la segunda señal (P2) del motor medida para determinar si el valor de carga (D) indicado por la segunda señal (P2) del motor ha pasado de ser superior a ser inferior o de ser inferior a ser superior a un segundo valor de carga (D2) predeterminado entre mediciones sucesivas.
- 40 15. El método según una cualquiera de las reivindicaciones 11 a 14 que comprende la acción adicional de cambiar la frecuencia de accionamiento entre mediciones sucesivas.

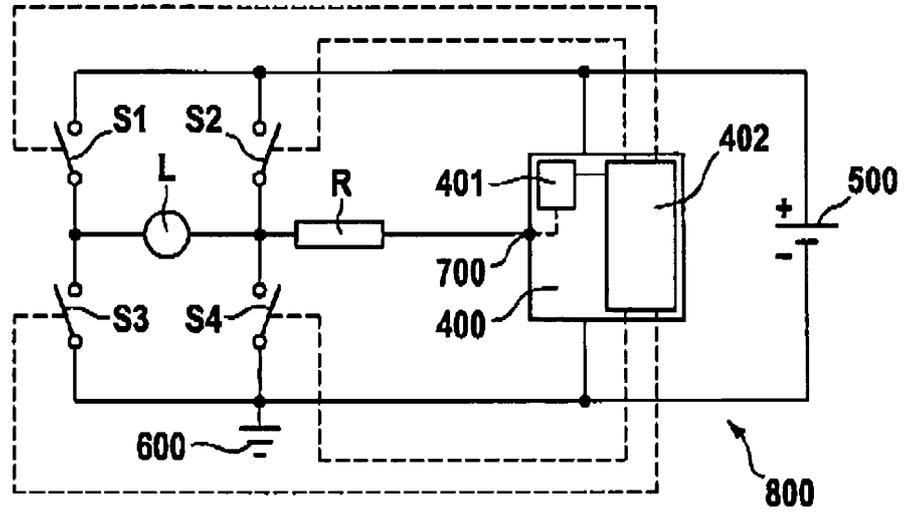


Fig. 1

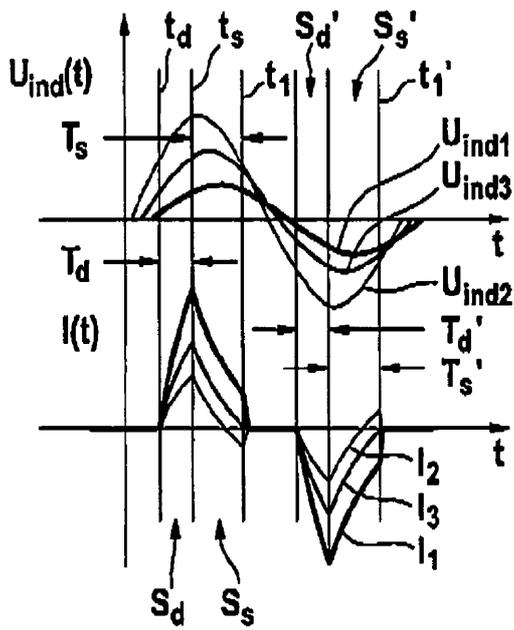


Fig. 2A

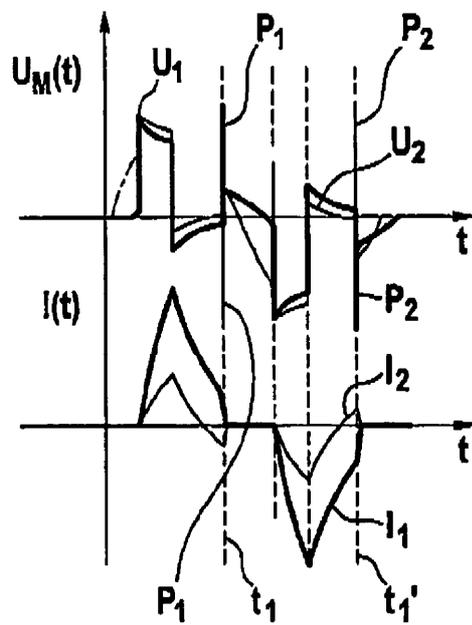


Fig. 2B

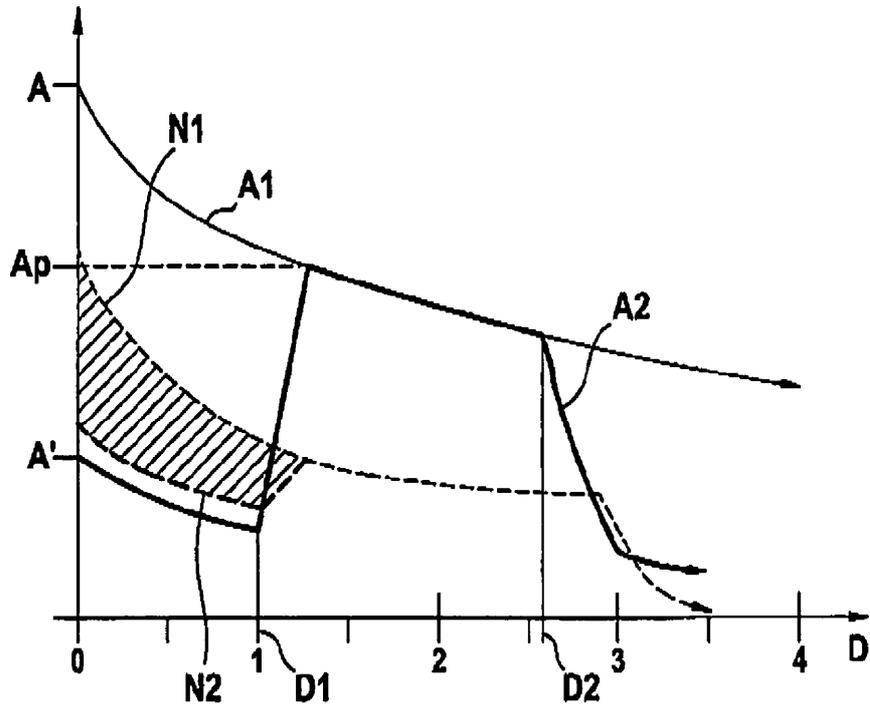


Fig. 3

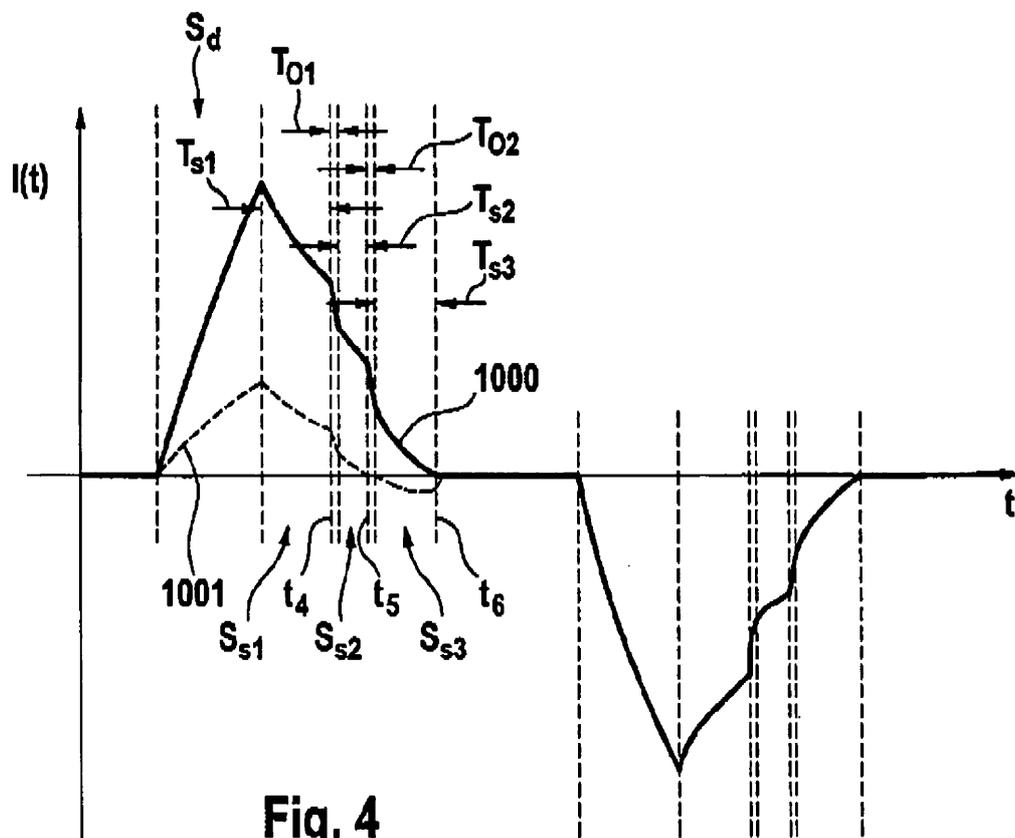


Fig. 4

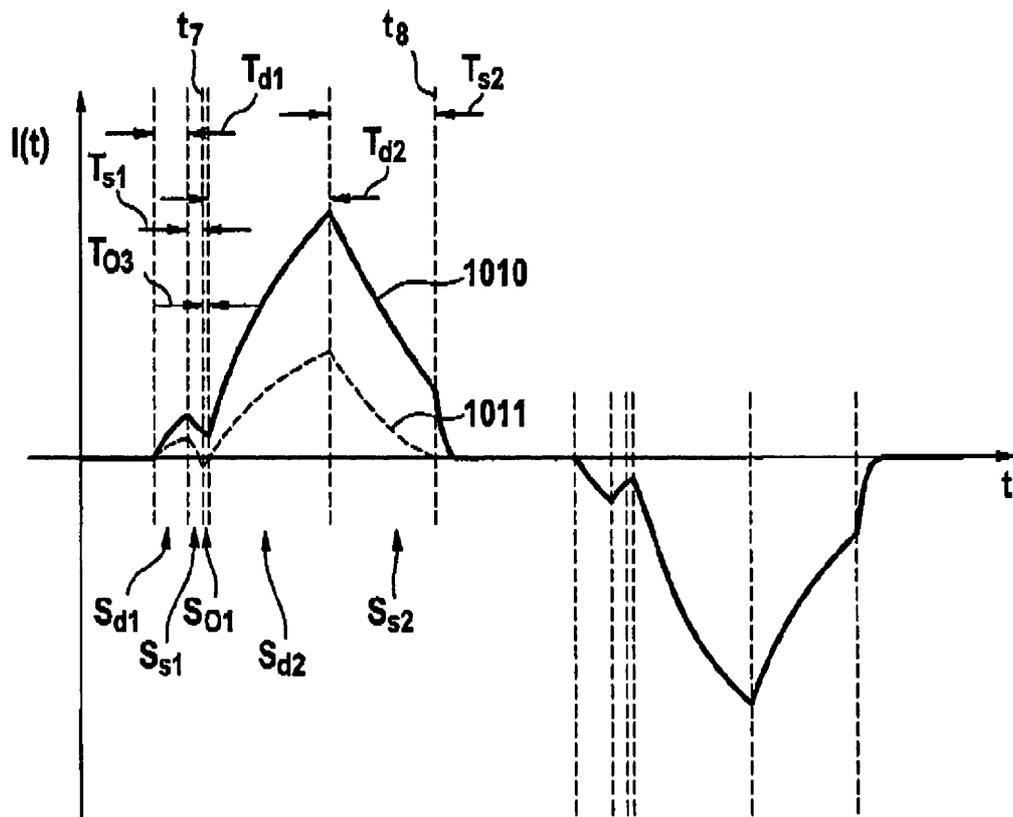


Fig. 5

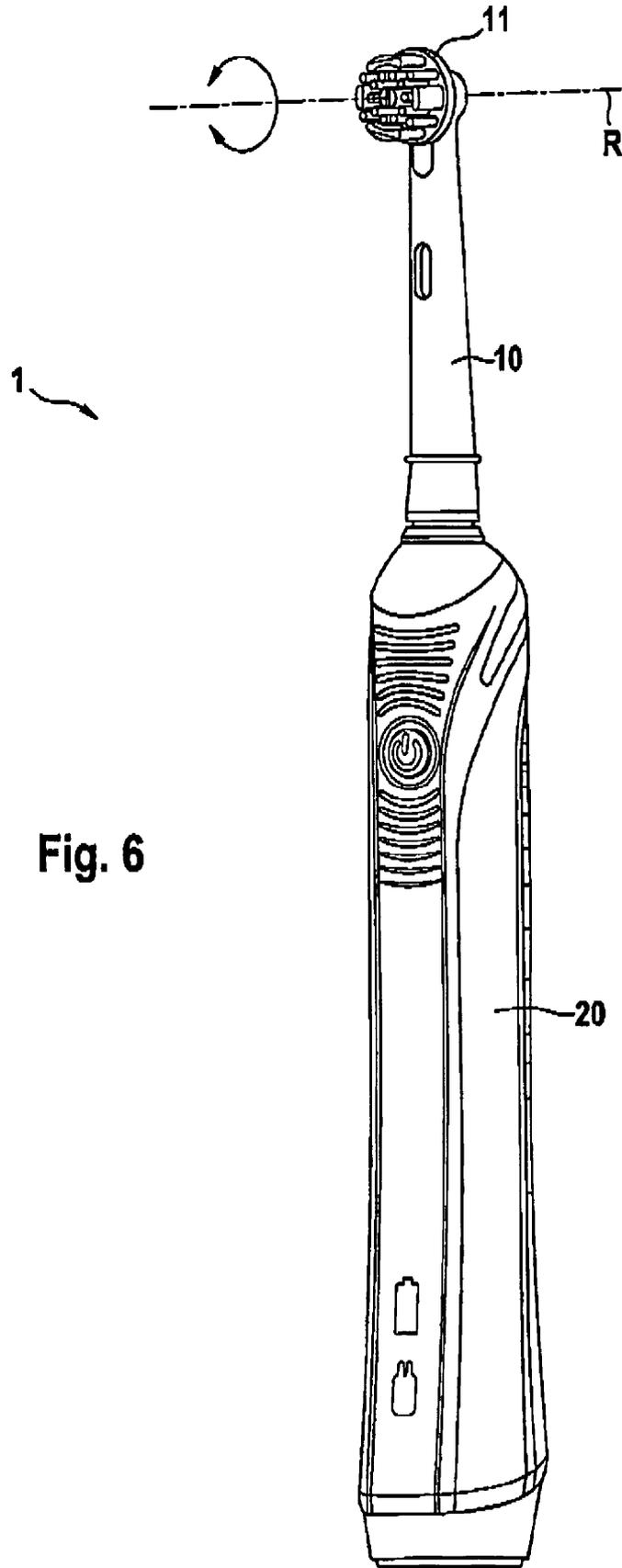


Fig. 6