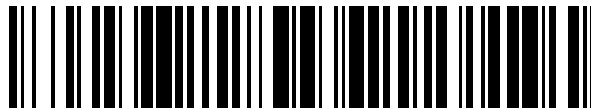


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 779 986**

51 Int. Cl.:

H02M 5/458 (2006.01)

H02M 1/32 (2007.01)

H02M 1/14 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **16.11.2005 PCT/JP2005/021038**

87 Fecha y número de publicación internacional: **15.06.2006 WO06061977**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **16.11.2005 E 05807043 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **01.01.2020 EP 1833154**

54 Título: **Circuito de alimentación de corriente polifásica, aparato de excitación, compresor y climatizador**

30 Prioridad:

09.12.2004 JP 2004356973

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

21.08.2020

73 Titular/es:

**DAIKIN INDUSTRIES, LTD. (100.0%)
Umeda Center Building, 4-12, Nakazaki-nishi 2-
chome, Kita-ku
Osaka-shi, Osaka 530-8323, JP**

72 Inventor/es:

**YAMAI, HIROYUKI y
SEKIMOTO, MORIMITSU**

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 779 986 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

Circuito de alimentación de corriente polifásica, aparato de excitación, compresor y climatizador

Campo técnico

Esta invención se refiere a técnicas de inversor.

5 Técnica antecedente

En el documento EP 1465333 A2 se describe un circuito de control invertido y un sistema climatizador que lo utiliza. Un reactor que tiene una pequeña capacidad predeterminada está conectado a un rectificador, y el condensador que tiene una pequeña capacidad predeterminada está conectado entre las líneas de CC con oscilaciones parásitas del inversor, de modo que se puede implementar un control de inversor pequeño, ligero y de bajo coste para excitar un motor. Incluso cuando la tensión de CC del inversor fluctúa en gran medida y es difícil excitar el motor, el motor puede mantenerse funcionando al operar el inversor de modo que la tensión aplicada al motor pueda permanecer constante mediante un corrector de instrucciones de tensión del motor que genera un valor de corrección de instrucciones de tensión del motor.

En el documento US 6049472 se describe un circuito de mejora del factor de potencia para reducir una componente de corriente armónica contenida en una corriente de entrada de CA y para lograr un excelente factor de potencia y eficiencia en el circuito que tiene un circuito rectificador, provisto entre un circuito rectificador y el inversor de tipo medio puente, que incluye un diodo de descarga en el condensador de aplanamiento conectados en serie entre sí y en paralelo entre los terminales superiores del circuito rectificador, estando su rectificador de medio puente de carga conectado al condensador de aplanamiento, y estando el condensador de alta frecuencia y el inductor de alta frecuencia conectados en serie entre sí y entre un terminal de entrada del rectificador de medio puente de carga y el punto de conexión de dos transistores del inversor de medio puente.

La Figura 14 es un diagrama de circuito adicional que ilustra la estructura de un circuito de suministro de corriente polifásica convencional. Un sistema 1 de fuente de alimentación incluye una fuente 13 de alimentación de CA y suministra una tensión de CA V_{in} a un puente 2 de diodos. Una inductancia parásita al sistema 1 de fuente de alimentación está indicada como un inductor 12 conectado en serie a la fuente 13 de alimentación de CA.

El puente 2 de diodos realiza la rectificación de onda completa en la tensión de CA V_{in} . Un circuito intermedio 3 se interpone entre el puente 2 de diodos y un inversor 4, y la salida del puente 2 de diodos se suministra al circuito intermedio 3. El circuito intermedio 3 incluye un condensador 31 cuyos dos extremos se alimentan con la salida del puente 2 de diodos. La capacitancia C del condensador es pequeña y se establece selectivamente, por ejemplo, en 20 μF . El condensador 31 se puede miniaturizar reduciendo su valor de capacitancia C.

En el inversor 4 se introduce una tensión rectificadora V_{cc} obtenida entre ambos extremos del condensador 31. En el inversor 4, la conmutación de los transistores que sirven como elementos de conmutación del inversor 4 se lleva a cabo en función de las señales de conmutación T_u , T_v , T_w obtenidas de un circuito 6 de control. Como resultado, se suministran a un motor 5 las corrientes trifásicas i_u , i_v , i_w .

El circuito 6 de control es alimentado con una fase θ_1 de la tensión de CA V_{in} , con la tensión rectificadora V_{cc} , las corrientes i_u , i_v , i_w y un ángulo de posición de rotación θ_m de un rotor del motor 5. Estas cantidades respectivas pueden detectarse mediante técnicas bien conocidas. El circuito 6 de control genera las señales de conmutación T_u , T_v , T_w en función de estas cantidades.

Se conoce una técnica con un valor de capacitancia significativamente pequeño C del condensador 31 y señales de conmutación debidamente controladas T_u , T_v , T_w en función de las cantidades respectivas mencionadas anteriormente, para llevar a cabo la conversión AC-AC. Tal control de conmutación se denomina en el presente documento control de inversor sin condensador. El control del inversor sin condensador permite la miniaturización del circuito general, que incluye un condensador y un inversor, y logra una reducción de costes en comparación con un circuito ordinario que incluye un circuito 301 o 302 de aplanamiento (mostrados en las Figuras 15 y 16, respectivamente) en lugar del circuito intermedio 3. Mientras que el circuito 301 de aplanamiento adopta un condensador CC de gran capacidad de aplanamiento de CC y un reactor de corrección del factor de potencia LL, el control del inversor sin condensador es capaz de suprimir una reducción del factor de potencia en el lado de la fuente de alimentación sin tener que usar dicho reactor de corrección del factor de potencia LL. Y mientras que el circuito 302 de aplanamiento incluye además un diodo DD y un transistor QQ que sirve como elemento de conmutación para formar un circuito interruptor pulsatorio, el control del inversor sin condensador es capaz de suprimir los armónicos de la fuente de alimentación sin tener que usar un circuito interruptor pulsatorio.

El control del inversor sin condensador es descrito, por ejemplo, en un documento no de patente 1. En el documento no de patente 1, se aplica un inversor con una tensión rectificadora que oscila ampliamente con una frecuencia casi el doble que la de una fuente de alimentación de CA monofásica. Sin embargo, la conmutación controlada adecuadamente en el inversor permite la salida de corrientes de CA trifásicas. El documento no de patente 1 indica que, con respecto al control del inversor monofásico sin condensador, un factor de potencia tiene un valor favorable

del 97% o más cuando el valor máximo de tensión entre ambos extremos de un condensador es dos veces o más el valor mínimo del mismo.

También se cita un documento de patente 1 como relevante para la presente invención.

Documento de patente 1: Solicitud de patente japonesa en tramitación nº 2004-289985

- 5 Documento no de patente 1: Isao Takahashi, "Inverter controlling method for a PM motor having a diode rectifying circuit with a high input power factor", Instituto Nacional de Ingenieros Eléctricos de Japón, Congreso Nacional de 2000, 4-149 (marzo de 2000), p.1591

Divulgación de la invención

- 10 Es concebible que se pueda superponer una descarga de rayo en el sistema 1 de fuente de alimentación del circuito de suministro de corriente polifásica que adopta el control del inversor sin condensador como se ha descrito anteriormente. Por lo tanto, es deseable que se tomen medidas de protección contra rayos para el sistema 1 de fuente de alimentación.

- 15 La Figura 17 es un diagrama de circuito que ilustra una estructura en la cual un supresor 7 de rayos se interpone entre el sistema 1 de fuente de alimentación y el puente 2 de diodos en el circuito de suministro de corriente polifásica que se muestra en la Figura 14. El puente 2 de diodos recibe así la tensión de CA V_{in} a través del supresor 7 de rayos. El supresor 7 de rayos funciona como un supresor de valor máximo para suprimir una sobretensión superpuesta a la tensión de CA V_{in} .

- 20 Se proporciona una exposición sobre daños al inversor 4 cuando se superpone una descarga de rayo en el sistema 1 de fuente de alimentación. La Figura 18 es un gráfico que muestra una forma de onda 101 de la tensión de CA V_{in} y una forma de onda 110 de la tensión rectificada V_{cc} . Aquí, esta simulación se realizó para el caso en el que la fuente 13 de alimentación de CA generó una tensión sinusoidal que tenía una frecuencia de 50 Hz y un valor efectivo de 270 V, y se produjo una descarga de rayo de varios miles de voltios que tenía una anchura de 50 μ s en la vecindad del pico de la tensión sinusoidal. La simulación se realizó adoptando 230 μ s para una inductancia de L_0 del inductor parásito 12, pero en realidad el valor puede variar dependiendo de las circunstancias de distribución de energía del área (las longitudes de las líneas de electricidad, la diferencia en la inductancia de fuga de los transformadores). Se adoptaron veinte μ F para la capacitancia C del condensador 31. Se supone que el pararrayos 7 fijó en 800 V la tensión de CA V_{in} .

- 30 La forma de onda 110 de la tensión rectificada V_{cc} casi coincidió con la forma de onda 101 de la tensión de CA V_{in} hasta inmediatamente antes de la superposición de la descarga del rayo, pero aumentó un poco más de 250 V después de la superposición para tener un valor pico superior a 600 V. Luego, la forma de onda 110 de la tensión rectificada V_{cc} coincidió con la forma de onda 101 de la tensión de CA V_{in} de nuevo y disminuyó debido al flujo de corriente al inversor 4. Después de eso, la tensión rectificada V_{cc} no disminuyó tanto como la tensión de CA V_{in} , sino que tuvo un valor mínimo casi constante. El inversor sin condensador realiza el control de manera que el valor máximo (sin considerar la sobretensión) de la tensión rectificada V_{cc} es dos veces o más el valor mínimo durante la operación, logrando así la operación con un factor de potencia alto.

- 35 Cuando se aplica la descarga del rayo durante el modo de espera para el funcionamiento del inversor 4, la corriente no fluirá desde el condensador 31 al inversor 4, lo que hace que se mantenga el valor pico superior a 600 V después de la superposición de la descarga del rayo.

- 40 Para los transistores utilizados en el circuito inversor 4, con el fin de su miniaturización, a menudo se seleccionan componentes que tienen una tensión de ruptura de aproximadamente 600 V. Por lo tanto, la superposición de la descarga de un rayo sobre la tensión de CA V_{in} ilustrada en la Figura 18 significa una alta posibilidad de que se produzca un daño grave en el circuito inversor 4 incluso con la reducción en ese valor por parte del supresor 7 de rayos.

- 45 Sin embargo, este fenómeno no causa daños graves al circuito inversor 4 cuando el condensador 31 tiene una gran capacidad C. La Figura 19 es un gráfico que muestra la forma de onda 101 de la tensión de CA V_{in} y una forma de onda 111 de la tensión rectificada V_{cc} . A diferencia del gráfico que se muestra en la Figura 18, el gráfico mostrado en la Figura 19 indica los resultados de la simulación que adoptó 900 μ F para la capacitancia C del condensador 31. En este caso, la tensión de CA V_{in} aumenta a 800V mientras que la tensión rectificada V_{cc} solo aumenta a unos cuatrocientos y varias decenas de voltios. Debido a la gran capacitancia C, la tensión rectificada V_{cc} mantiene casi el valor máximo de la tensión de CA V_{in} excepto en las proximidades de la incidencia de la sobretensión.

- 50 Esto se atribuye al hecho de que a medida que la capacitancia C se vuelve más pequeña, una corriente de carga i_c que fluye hacia el condensador 31 a través del puente 2 de diodos debido a una descarga de rayo provoca que se genere una tensión más alta en el condensador 31. Dicho de otro modo, es necesario suprimir un aumento de tensión del condensador 31 debido a una descarga de rayo para realizar el control del inversor sin condensador que tiene las ventajas mencionadas anteriormente.

55

La presente invención se ha realizado en vista de los problemas anteriores, y tiene el objetivo de proporcionar una técnica capaz de realizar el control del inversor sin condensador con una capacitancia significativamente pequeña de un condensador en un circuito intermedio, incluso con la superposición de una descarga de rayo.

5 En un primer aspecto del circuito de suministro de corriente polifásica según la presente invención, el circuito de suministro de corriente polifásica incluye las características de la reivindicación 1.

10 En un segundo aspecto del circuito de suministro de corriente polifásica según la presente invención, en el primer aspecto, el circuito de suministro de corriente polifásica incluye además una segunda derivación (34) conectada al condensador (31) en paralelo. La segunda derivación conduce cuando la tensión (V_{cc}) sobre el condensador (31) excede un primer valor predeterminado, y no conduce cuando la tensión (V_{cc}) sobre el condensador (31) cae por debajo de un segundo valor predeterminado menor que el primer valor predeterminado.

15 En un tercer aspecto del circuito de suministro de corriente polifásica según la presente invención, en el segundo aspecto, la segunda derivación (34) incluye una resistencia eléctrica (R_B) y un conmutador (Q) conectados en serie entre sí. El conmutador se activa cuando la tensión (V_{cc}) sobre el condensador (31) excede el primer valor predeterminado, y se desactiva cuando la tensión (V_{cc}) sobre el condensador (31) cae por debajo del segundo valor predeterminado.

Según un cuarto aspecto del circuito de suministro de corriente polifásica según la presente invención, en el primer o segundo aspecto del mismo, se proporciona un inductor conectado en serie a una conexión paralela del condensador y la primera derivación.

20 Un aparato de excitación incluye el circuito de suministro de corriente polifásica según uno de los aspectos primero a quinto, y se puede obtener un motor alimentado con las corrientes polifásicas de CA.

También se puede obtener un compresor que incluye el anterior aparato de excitación y excitado por el aparato de excitación.

Un climatizador incluye el compresor anterior, y también se puede lograr enfriamiento o calentamiento del aire mediante la adopción de un refrigerante comprimido por el compresor.

25 Estos y otros objetos, características, aspectos y ventajas de la presente invención serán más evidentes a partir de la siguiente descripción detallada de la presente invención cuando se toma junto con los dibujos adjuntos.

Breve descripción de los dibujos

La Figura 1 es un diagrama de circuito que ilustra un aparato de excitación según una primera realización preferida de la presente invención.

30 La Figura 2 es un diagrama de bloques que ilustra una estructura detallada de un circuito 6 de control.

La Figura 3 es un diagrama de circuito que ilustra la estructura de un supresor 7 de rayos junto con un sistema 1 de fuente de alimentación y un puente 2 de diodos.

La Figura 4 es un gráfico que muestra una operación según la primera realización preferida de la presente invención.

35 La Figura 5 es un diagrama de circuito que ilustra un circuito intermedio 3aa del aparato de excitación según una primera variación de la primera realización preferida de la presente invención.

La Figura 6 es un diagrama de circuito que ilustra el aparato de excitación según una segunda variación de la primera realización preferida de la presente invención.

La Figura 7 es un diagrama de circuito que ilustra la estructura de un circuito intermedio 3b adoptado en una segunda realización preferida de la presente invención.

40 La Figura 6 es un diagrama de circuito que ilustra el aparato de excitación según una segunda variación de la primera realización preferida de la presente invención.

La Figura 7 es un diagrama de circuito que ilustra la estructura de un circuito intermedio 3b adoptado en una segunda realización preferida de la presente invención.

La Figura 8 es un gráfico que muestra una operación según la segunda realización preferida de la presente invención.

45 La Figura 9 es un gráfico que muestra una operación según una primera variación de la segunda realización preferida de la presente invención.

La Figura 10 es un diagrama de circuito que ilustra un circuito intermedio 3c del aparato de excitación según una segunda variación de la segunda realización preferida de la presente invención.

La Figura 11 es un gráfico que muestra una operación según la segunda variación de la segunda realización preferida de la presente invención.

Las Figuras 12 y 13 son diagramas de circuito que ilustran partes del circuito de suministro de corriente polifásica según una tercera realización preferida de la presente invención.

- 5 La Figura 14 es un diagrama de circuito que ilustra la estructura de un circuito de suministro de corriente polifásica convencional.

Las Figuras 15 y 16 son diagramas de circuito que ilustran la estructura de un circuito convencional de aplanamiento.

La Figura 17 es un diagrama de circuito que ilustra la estructura de un circuito de suministro de corriente polifásica que incluye el supresor 7 de rayos.

- 10 Las Figuras 18 y 19 son gráficos que muestran las operaciones del circuito de suministro de corriente polifásica que incluye el supresor 7 de rayos.

Mejores modos para llevar a cabo la invención

Primera realización preferida

- 15 La Figura 1 es un diagrama de circuito que ilustra un aparato de excitación según una primera realización preferida de la presente invención. El aparato de excitación incluye un motor 5 que sirve como parte de accionamiento, y un circuito de suministro de corriente polifásica que suministra corrientes polifásicas al motor 5.

20 El circuito de suministro de corriente polifásica incluye un puente 2 de diodos, un circuito intermedio 3a, un inversor 4, un circuito 6 de control y un supresor 7 de rayos. El puente 2 de diodos está conectado a un sistema 1 de alimentación de CA monofásica a través del supresor 7 de rayos, y realiza la rectificación de onda completa en una tensión de CA monofásica V_{in} . La inductancia parásita del sistema 1 de fuente de alimentación mencionado anteriormente se indica como un inductor 12 conectado a una fuente 13 de alimentación de CA en serie. Se adopta 230 μ H para el valor L_0 de la inductancia parásita.

25 El puente 2 de diodos tiene la función de rectificación de onda completa y realiza la rectificación de onda completa en la tensión de CA V_{in} para introducirla en el circuito intermedio 3a. El circuito intermedio 3a incluye un condensador 31 y un inductor 32, y está constituido por un filtro de paso bajo del tipo de entrada de inducción. Más específicamente, un extremo del inductor 32 y un extremo del condensador 31 están conectados, la salida del puente 2 de diodos se recibe entre el otro extremo del inductor 32 y el otro extremo del condensador 31, y una tensión rectificadora V_{cc} —que es la tensión entre ambos extremos del condensador 31— es enviada al inversor 4.

30 El condensador 31 tiene un valor de capacitancia C establecido de modo que la tensión rectificadora V_{cc} oscile ampliamente con una frecuencia dos veces mayor que la frecuencia de la tensión de CA V_{in} , y el valor máximo de la tensión rectificadora V_{cc} es dos veces o más el valor mínimo de la misma. A modo de ejemplo, el valor de capacitancia C se establece en 20 μ F, y la inductancia L del inductor 32 se establece en 300 μ H, respectivamente. Estos valores son significativamente pequeños en comparación con los valores de capacitancia (por ejemplo, 900 μ F) y de inductancia (por ejemplo, 6 mH) adoptados en los circuitos 301 y 302 de aplanamiento (véanse las Figuras 15 y 16, respectivamente).

35 El inversor 4 suministra corrientes trifásicas i_u, i_v, i_w al motor 5. Las corrientes i_u, i_v, i_w corresponden a una fase U, una fase V y una fase W, respectivamente. El inversor 4 incluye tres transistores (transistores del lado del ramal superior), cada uno con un colector conectado al extremo del condensador 31, y tres transistores (transistores del lado del ramal inferior), cada uno con un emisor conectado al otro extremo del condensador 31. Cada uno de los transistores del lado del ramal superior forma un par con cada uno de los transistores del lado del ramal inferior fase por fase. El emisor de un transistor lateral del ramal superior y el colector de un transistor lateral del ramal inferior que forman el par están conectados en un nodo de conexión, y las corrientes i_u, i_v, i_w salen de los nodos de conexión. La activación/desactivación de cada uno de los transistores laterales del ramal superior y los transistores laterales del ramal inferior se controla en función de las señales de conmutación T_u, T_v, T_w desde el circuito 6 de control. Las señales de conmutación T_u, T_v, T_w corresponden a una fase U, una fase V y una fase W, respectivamente.

Para pasar una corriente regenerativa desde el motor 5, cada uno de los transistores laterales del ramal superior y de los transistores laterales del ramal inferior está provisto de un diodo de retorno que tiene un ánodo conectado al emisor y un cátodo conectado al colector.

50 El circuito 6 de control es alimentado con una fase θ_1 de la tensión de CA V_{in} , la tensión rectificadora V_{cc} —generada entre ambos extremos del condensador 31—, las corrientes i_u, i_v, i_w y un ángulo de posición de rotación (ángulo mecánico) θ_m de un rotor del motor 5. Estas cantidades respectivas pueden detectarse mediante técnicas bien conocidas. El circuito 6 de control también recibe un valor de instrucción ω_m^* para la velocidad angular de rotación (velocidad angular del ángulo mecánico) del motor 5, y una instrucción de fase de corriente β^* . El circuito 6 de control genera las señales de conmutación T_u, T_v, T_w en función de estos.

La Figura 2 es un diagrama de bloques que ilustra una estructura detallada del circuito 6 de control. El circuito 6 de control incluye un operador 61 de posición/velocidad, un convertidor 62 de coordenadas d-q, un operador 63 de control de velocidad, un operador 64 de corriente de instrucción, un operador 65 de control de corriente, un operador 66 de PWM (modulación de anchura de impulsos) y un temporizador 67 de PWM, que tienen las funciones de realizar las operaciones que se detallan a continuación.

El operador 61 de posición/velocidad obtiene y da salida a un ángulo de rotación (ángulo eléctrico θ_e) y a una velocidad angular de rotación (velocidad angular ω_e del ángulo eléctrico y velocidad angular ω_m del ángulo mecánico) del rotor del motor 5 en función del ángulo mecánico θ_m del rotor del motor 5. El convertidor 62 de coordenadas d-q obtiene lo que se denomina corriente i_d del eje d y la corriente i_q del eje q en función de una ecuación (1) de las corrientes i_u , i_v , i_w y el ángulo eléctrico θ_e del motor 5. Lo que se denomina corriente del eje d es la corriente de flujo magnético, una componente de corriente que produce flujo magnético en la dirección del flujo magnético principal establecida dentro del motor 5, y la corriente del eje q es la corriente de par que controla el par directamente con un avance de fase de 90 grados en relación con la corriente del eje d.

[Ecuación número 1]

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_e & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

El operador 63 de control de velocidad realiza operaciones proporcionales/integrales (operación PI) en función del valor de la instrucción ω_m^* para la velocidad angular del ángulo mecánico y la velocidad angular ω_m del ángulo mecánico del motor 5, para emitir una instrucción de corriente del motor i_m^* . Además, el operador 64 de corriente de instrucción recibe la instrucción de corriente del motor i_m^* , la instrucción de fase de corriente β^* y la fase θ_1 , para generar una instrucción de corriente i_d^* del eje d y una instrucción de corriente i_q^* del eje q en función de una ecuación (2). Estas corrientes fluctúan ampliamente con una fluctuación de frecuencia dos veces mayor que la de la tensión de CA V_{in} .

[Ecuación número 2]

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = i_m^* |\sin \theta_1| \begin{bmatrix} -\sin \beta^* \\ \cos \beta^* \end{bmatrix} \quad \dots (2)$$

El operador 65 de control de corriente recibe la corriente i_d del eje d y la corriente i_q del eje q, la instrucción de corriente i_d^* del eje d y la instrucción de corriente i_q^* del eje q y la velocidad angular ω_e del ángulo eléctrico, para emitir una instrucción de tensión v_d^* del eje d y una instrucción de tensión v_q^* del eje q en función de una ecuación (3). En la ecuación (3), K_d y K_q representan la ganancia proporcional del eje d y el eje q, respectivamente, L_d y L_q representan la inductancia motriz del eje d y del eje q, respectivamente, y ϕ_a representa una constante de contratensión electromotriz del motor.

[Ecuación número 3]

$$\begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_d & -\omega_e L_d \\ \omega_e L_d & -K_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{dd}^* \\ K_{dq}^* + \omega_e \phi_a \end{bmatrix} \quad \dots (3)$$

El operador 66 de PWM recibe el ángulo de rotación (ángulo eléctrico) θ_e del rotor y la instrucción de tensión v_d^* del eje d y la instrucción de tensión v_q^* del eje q, para generar instrucciones de tensión v_u^* , v_v^* , v_w^* de fase en función de una ecuación (4).

[Ecuación número 4]

$$\begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) & -\sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} \quad \dots (4)$$

El operador 66 de PWM también recibe la tensión rectificada V_{cc} , y usa esta tensión y las instrucciones de tensión v_u^* , v_v^* , v_w^* de fase, para obtener el tiempo de ACTIVACIÓN T_j ($j = u, v, w$) del transistor lateral del ramal superior de cada fase en función de una ecuación (5). En la ecuación (5) se introduce un periodo de portadora T_c . El valor del tiempo de ACTIVACIÓN T_j se cambia por la fuerza a T_c cuando supera T_c , y se cambia por la fuerza a cero cuando está por debajo de cero.

[Ecuación número 5]

$$\tau_j = \frac{v_j + 0,5 \cdot v_{cc}}{v_{cc}} T_c \quad \dots(5)$$

El temporizador 67 de PWM almacena los tiempos de ACTIVACIÓN T_u, T_v, T_w para cada periodo de portadora T_c y suministra al inversor 4 las señales de conmutación T_u, T_v, T_w para activar/desactivar el transistor de cada fase en respuesta al tiempo almacenado.

La Figura 3 es un diagrama de circuito que ilustra una estructura adoptable para el supresor 7 de rayos, que se muestra junto con el sistema 1 de fuente de alimentación y el puente 2 de diodos. En la Figura 3, se conectan entre sí un par de líneas de entrada del puente 2 de diodos mediante un elemento 70 de protección incluido en el supresor 7 de rayos. Se puede adoptar un varistor para el elemento 70 de protección.

La Figura 4 es un gráfico que muestra una forma de onda 101 de la tensión de CA V_{in} y una forma de onda 102 de la tensión rectificada V_{cc} en el circuito de suministro de corriente polifásica ilustrado en la Figura 1. Al igual que la simulación mostrada en la Figura 18, esta simulación se realizó para el caso en que la fuente 13 de alimentación de CA genera una tensión sinusoidal que tiene una frecuencia de 50 Hz y un valor efectivo de 270 V, se produce una descarga de rayo de varios miles de voltios que tiene un ancho de 50 μs cerca de un pico y la tensión de CA V_{in} está fijada a 800 V por el pararrayos 7.

La forma de onda 102 de la tensión rectificada V_{cc} no alcanza los 600 V después de la superposición de la descarga del rayo. Esto se atribuye al hecho de que el inductor 32 impide que cambie bruscamente la corriente de carga i_c que fluye del puente 2 de diodos al condensador 31, que atraviesa el inductor 32.

Un valor deseable de la inductancia L del inductor 32 se estima como se establece a continuación. A este respecto, la corriente no fluye desde el condensador 31 al inversor 4 cuando el inversor 4 está en modo de espera de funcionamiento, o cuando el inversor 4 está en funcionamiento, pero se aplica una descarga de rayo durante la salida de una tensión nula entre fases (cuando los tres transistores del lado del ramal superior están ACTIVADOS, o cuando los tres transistores del lado del ramal inferior están ACTIVADOS). Una estimación de un valor deseable de la inductancia L en dicho estado es, por lo tanto, una estimación más segura que cuando el inversor 4 está en funcionamiento. Por lo tanto, lo que sigue se basa en el supuesto de que la corriente no fluye al inversor 4.

Suponiendo que L_S representa la suma de la inductancia L del inductor 32 y la inductancia L_0 del inductor 12 y V_2 representa la tensión de la fuente de alimentación, se cumple la relación de una ecuación (6) basada en el supuesto, ya que la corriente de carga i_c que fluye al condensador 31 pasa a través del inductor 12 y del inductor 32. En la última ecuación se introduce la cantidad de carga q (integración de tiempo de la corriente). La tensión V_2 de la fuente de alimentación es rectificada por el puente 2 de diodos, y su valor absoluto es aplicado al condensador 31.

[Ecuación número 6]

$$\begin{aligned} V_2 &= L_S \frac{di_c}{dt} + \frac{1}{C} \int i_c \\ &= L_S \frac{d^2}{dt^2} q + \frac{1}{C} q \quad \dots(6) \end{aligned}$$

Dado que se ha aplicado al condensador 31 un valor máximo V_M de la tensión de alimentación V_2 antes de que ocurra la descarga del rayo, la corriente i_c de carga no fluye, y la tensión del condensador 31 es V_M .

Cuando se obtiene una solución con la suposición de que la tensión de la descarga del rayo después de ser fijada es V_S , de forma que $V_2 = V_S$ en la ecuación (6), y además que se adoptan valores iniciales para que $i_c = 0$ y $q = C \cdot V_M$, la tensión $V_{cc} = V_D$ del condensador 31 y la corriente de carga $i_c = i_{cc}$ inmediatamente después de la finalización de la descarga del rayo (ΔT después de la incidencia de la descarga del rayo) se expresan, respectivamente, como las ecuaciones (7) y (8).

[Ecuación número 7]

$$V_D = V_S - (V_S - V_M) \cos \frac{\Delta T}{\sqrt{L_S C}} \quad \dots(7)$$

[Ecuación número 8]

$$i_{cc} = \sqrt{\frac{C}{L_S}} (V_S - V_M) \sin \frac{\Delta T}{\sqrt{L_S C}} \quad \dots(8)$$

- 5 Se supone que la anchura de impulso ΔT de la descarga del rayo es muy estrecha en comparación con el periodo de la tensión de CA V_{in} . Por lo tanto, la tensión V_2 de alimentación antes y después de que se produzca la descarga del rayo puede ser objeto de aproximación para que tenga el valor máximo V_M (sin considerar la sobretensión) como lo indica la forma de onda 101. Se vuelve a tener una solución con $V_2 = V_M$, e $i_c = i_{cc}$ y $q = C \cdot V_D$ como valores iniciales en la ecuación (6). La tensión V_{cc} del condensador 31, que sigue aumentando mientras la corriente i_c de carga fluye debido al efecto del inductor, se vuelve máxima cuando la corriente i_c de carga se vuelve cero. El valor máximo V_N se expresa como una ecuación (9).

[Ecuación número 9]

$$V_N = V_M + \sqrt{(V_D - V_M)^2 + i_{cc}^2 \frac{L_S}{C}} \quad \dots(9)$$

- 15 Se puede obtener protección contra la ruptura debida a la descarga del rayo cuando el valor máximo V_N no es más que la tensión de ruptura del inversor 4.

Usando las ecuaciones (7) y (8) en la ecuación (9), la inductancia L_S se obtiene mediante una ecuación (10).

[Ecuación número 10]

$$L_S = \frac{1}{C} \left[\frac{\Delta T}{\cos^{-1} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{V_N - V_M}{V_S - V_M} \right)^2 \right\}} \right]^2 \quad \dots(10)$$

- 20 Usando $C = 20 \mu F$, $V_S = 800 V$, $V_N = 600 V$, $V_M = 2^{0.5} \cdot 270 V$, y $\Delta T = 50 \mu s$ como valores numéricos específicos, se obtiene la inductancia L_S de la ecuación (9) de modo que sea de aproximadamente $450 \mu H$. Dado que V_N disminuye a medida que la inductancia L_S aumenta en función de la ecuación (10), el inversor 4 puede ser protegido contra la ruptura debida a la descarga del rayo cuando la inductancia L_S no es menor que aproximadamente $450 \mu H$.

- 25 Se puede obtener una frecuencia de resonancia LC transformando la ecuación (10). Cuando se adopta $V_S = 800 V$, $V_N = 600 V$, $V_M = 2^{0.5} \cdot 270 V$, y $\Delta T = 50 \mu s$, la frecuencia resonante es $1681 Hz$, que es de 34° orden con respecto a una frecuencia de la fuente de alimentación de $50 Hz$, y de 28° orden con respecto a una frecuencia de fuente de alimentación de $60 Hz$. Dicho de otra manera, se puede obtener protección contra la ruptura debida a la descarga del rayo seleccionando L_S para que sea inferior a estos órdenes.

- 30 En los datos utilizados para la simulación que se muestra en la Figura 4, la inductancia L_0 del inductor 12 se establece en $230 \mu H$ y la inductancia L del inductor 32 se establece en $300 \mu H$ para que la inductancia sea mayor que la L_S obtenida de la ecuación (10). La Figura 4 muestra los resultados de la simulación cuando el inversor 4 está en funcionamiento, pero se aplicó una descarga de rayo durante la salida de una tensión nula entre fases (cuando los tres transistores laterales del ramal superior están ACTIVADOS, o cuando los tres de los transistores laterales del ramal inferior están ACTIVADOS). La Figura 8, la Figura 9, la Figura 11 y la Figura 19 muestran resultados de simulación en circunstancias similares.

- 35 Así, los efectos descritos anteriormente pueden obtenerse conectando un inductor al condensador 31 en serie cuando se mira desde el sistema 1 de fuente de alimentación. La Figura 5 es un diagrama de circuito que ilustra un circuito intermedio del aparato de excitación según una primera variación de la primera realización preferida de la presente invención. Un circuito intermedio 3aa adoptable para el circuito intermedio 3a incluye el condensador 31 y dos inductores 32a y 32b. Los inductores 32a y 32b están conectados al condensador 31 en serie cuando se mira desde el sistema 1 de fuente de alimentación mientras están dispuestos uno frente al otro.

La Figura 6 es un diagrama de circuito que ilustra el aparato de excitación según una segunda variación de la primera realización preferida de la presente invención. Un circuito intermedio 3 incluye el condensador 31, pero no incluye el inductor 32. En lugar del inductor 32, se intercala un inductor 8 entre el supresor 7 de rayos y el puente 2 de diodos. El inductor 8 está conectado en serie al condensador 31.

5 Debe considerarse que estos inductores evitan que cambie bruscamente la corriente de carga i_c que fluye al condensador 31, que pasa a través de los inductores 32a y 32b en la primera variación, y a través del inductor 8 en la segunda variación, respectivamente. Por lo tanto, también en estas variaciones puede suprimirse el aumento en la tensión rectificadora V_{cc} .

10 Por supuesto, se permite proporcionar el inductor 8 entre el puente 2 de diodos y el supresor 7 de rayos, y el inductor 32 en el circuito intermedio 3a (o los inductores 32a y 32b en el circuito intermedio 3aa), respectivamente, ya que estos dos inductores 8 y 32 (o tres inductores 8, 32a y 32b) también están conectados en serie al condensador 31.

Con tales inductores divididos, nuevamente es preferible que la suma de sus inductancias y la inductancia del sistema L_0 no sean menores que la inductancia L_s obtenida de la ecuación (10).

15 Como se describió anteriormente, el control del inversor sin condensador con un valor de capacitancia significativamente pequeño C del condensador 31 puede realizarse incluso con la superposición de una descarga de rayo. Además, el inductor 32 puede hacerse más pequeño en tamaño que el reactor LL adoptado en los circuitos 301 y 302 de aplanamiento, lo que no dificulta seriamente la miniaturización del circuito intermedio.

Segunda realización preferida

20 En la primera realización preferida, se suprime un cambio brusco en la corriente de carga i_c desde el puente 2 de diodos al condensador 31 conectando en serie un inductor al condensador 31. Alternativamente, se puede proporcionar una derivación en paralelo con el condensador 31 para descargar a la derivación el exceso de corriente.

La Figura 7 es un diagrama de circuito que ilustra la estructura de un circuito intermedio 3b que tiene tal derivación 33. En esta realización se adopta nuevamente la estructura mostrada en la Figura 1, excepto que el circuito intermedio 3a se reemplaza por el circuito intermedio 3b mostrado en Figura 7.

25 El circuito intermedio 3b incluye el condensador 31, cuyos dos extremos reciben alimentación desde el puente 2 de diodos, y envía al inversor 4 la tensión rectificadora V_{cc} generada entre ambos extremos del condensador 31. El circuito intermedio 3b incluye además la derivación 33 conectada en paralelo al condensador 31.

30 En la derivación 33, un diodo D_s , una resistencia eléctrica R_s y un condensador C_s están conectados en serie, y la dirección del ánodo al cátodo del diodo D_s coincide con la dirección desde un lado de alto potencial a un lado de bajo potencial del condensador 31. La Figura 7 es una ilustración de un caso en el que el ánodo del diodo D_s está conectado a un extremo en el lado de alto potencial del condensador 31, el cátodo del diodo D_s a un extremo de la resistencia eléctrica R_s , el otro extremo de la resistencia eléctrica R_s a un extremo del condensador C_s , y el otro extremo del condensador C_s a un extremo en el lado de bajo potencial del condensador 31, respectivamente. Puede cambiarse el orden del diodo D_s , la resistencia eléctrica R_s y el condensador C_s que forman un circuito en serie.

35 La Figura 8 es un gráfico que muestra una forma de onda 101 de la tensión de CA V_{in} , una forma de onda 103 de tensión entre ambos extremos del condensador C_s , y una forma de onda 104 de la tensión rectificadora V_{cc} . Las condiciones de simulación, excepto la provisión de la derivación 33, son idénticas a las de la simulación que dio como resultado el gráfico mostrado en la Figura 18. Como datos de la derivación 33, la resistencia eléctrica R_s tiene una resistencia eléctrica de 10Ω , y el condensador C_s tiene una capacitancia de $100 \mu F$. Tal derivación 33 puede reducirse en tamaño en comparación con el condensador 31 que tiene una capacidad de $900 \mu F$ adoptado en la simulación que resultó en el gráfico mostrado en la Figura 19.

40 La forma de onda 104 de la tensión rectificadora V_{cc} casi coincide con la forma de onda 101 de la tensión de CA V_{in} hasta inmediatamente antes de que ocurra la descarga del rayo. Mientras tanto, la forma de onda 103 de la tensión entre ambos extremos del condensador C_s ha sido cargada hasta un valor máximo ($2^{0.5} \cdot 270 V$) de la tensión de CA V_{in} debido a la operación anterior. Pero cuando se produce la descarga del rayo y la tensión de CA V_{in} aumenta abruptamente hacia $800 V$, se carga no solo el condensador 31 sino también el condensador C_s a través del diodo D_s . La corriente para cargar el condensador C_s fluye a través de la resistencia eléctrica R_s . En consecuencia, la tensión rectificadora V_{cc} indicada por la forma de onda 104 aumenta más abruptamente de lo que lo hace la tensión entre ambos extremos del condensador C_s indicada por la forma de onda 103. Obsérvese que la corriente de carga i_c en esta realización puede hacerse más pequeña que la corriente de carga i_c en el circuito intermedio 3 (Figura 15) por la corriente de carga que fluye a través del condensador C_s . Esto evita que la tensión rectificadora V_{cc} llegue a $600 V$.

45 Luego, debido al flujo de corriente al inversor 4, la tensión rectificadora V_{cc} casi coincide con la tensión entre ambos extremos del condensador C_s temporalmente, pero coincide con la tensión de CA V_{in} de nuevo y disminuye. Después de eso, la tensión rectificadora V_{cc} no disminuye tanto como la tensión de CA V_{in} pero tiene un valor mínimo casi constante. El inversor sin condensador realiza el control de manera que el valor máximo (sin considerar la

sobretensión) de la tensión rectificadora V_{cc} es dos veces o más el valor mínimo durante la operación, logrando así la operación con un factor de potencia alto.

5 Por otro lado, la tensión entre ambos extremos del condensador C_S coincide con la tensión rectificadora V_{cc} y luego mantiene la tensión a partir de entonces. Esto es así porque el potencial en el lado del cátodo del diodo D_S en función de la tensión entre ambos extremos del condensador C_S es mayor que el potencial en el lado del ánodo del diodo D_S en función de la tensión rectificadora V_{cc} .

10 El diodo D_S no es una necesidad en vista de la operación anterior. Pero la tensión rectificadora V_{cc} oscila ampliamente como se mencionó anteriormente en el control del inversor sin condensador. Por lo tanto, la tensión entre ambos extremos del condensador C_S también oscila mucho sin el diodo D_S en la derivación 33. Esto da lugar a una carga y una descarga del condensador C_S bajo la operación normal, lo que genera pérdida en la resistencia eléctrica R_S . Para reducir el consumo de energía en la resistencia eléctrica R_S bajo la operación normal, por lo tanto, es preferible proporcionar el diodo D_S en la derivación 33. El caso de uso de los inductores 8, 32, 32a y 32b descrito en la primera realización preferida, en la que tal consumo no se genera de forma natural, es más ventajoso que cuando no se proporciona el diodo D_S en la derivación 33 en ese sentido.

15 Mientras tanto, cuando no se proporciona la resistencia eléctrica R_S en la derivación 33, el condensador C_S se carga rápidamente, lo que permite un aumento en la cantidad de corriente que fluye a través de la derivación 33. Como resultado, puede suprimirse aún más efectivamente un aumento en la tensión rectificadora V_{cc} . La Figura 9 es un gráfico que muestra una operación según una primera variación de la segunda realización preferida de la presente invención, en la que la derivación 33 incluye solo el condensador C_S y el diodo D_S , eliminando la resistencia eléctrica R_S . Una forma de onda 107 indica la tensión entre ambos extremos del condensador C_S , y una forma de onda 108 indica la tensión rectificadora V_{cc} , respectivamente.

20 La tensión entre ambos extremos del condensador C_S en la primera variación es mayor que cuando se proporciona la resistencia eléctrica R_S . Es preferible que la derivación 33 esté dotada de la resistencia eléctrica R_S , también capaz de suprimir el aumento anormal en la tensión entre ambos extremos del condensador C_S debido a un fenómeno transitorio durante la activación de la alimentación, y, por extensión, en la tensión rectificadora V_{cc} .

Aunque no se la considera en la simulación, se produce una pérdida interna en el condensador C_S . Así, cuando el diodo D_S está conectado, la tensión entre ambos extremos del condensador C_S , que aumentó después de la aplicación de la descarga del rayo, disminuye con una constante de tiempo debido a la pérdida interna del condensador C_S , y finalmente coincide con un valor máximo (sin considerar la sobretensión) de la tensión rectificadora V_{cc} . Las resistencias de descarga y similares pueden conectarse a ambos extremos del condensador C_S para reducir la constante de tiempo.

30 Como se describió anteriormente, el condensador 31 aparentemente aumenta en capacitancia ante la incidencia de una descarga de rayo, y funciona con la capacitancia original C en la operación normal. En consecuencia, el control del inversor sin condensador con una capacitancia C significativamente pequeña del condensador 31 se puede realizar incluso con la superposición de una descarga de rayo. Además, la capacitancia del condensador C_S puede hacerse más pequeña que la capacitancia (por ejemplo, 900 μF) del condensador de CC adoptado en las estructuras convencionales ilustradas en la Figura 15 y la Figura 16. Considerando que el condensador C_S realiza la operación de bifurcación de la corriente de carga al condensador 31 para suprimir un aumento de tensión, la capacitancia del condensador C_S puede hacerse específicamente, por ejemplo, de solo aproximadamente 100 μF , que es mayor que la del condensador 31, pero menor que la del condensador CC. Así, el condensador C_S no obstaculizará seriamente la miniaturización del circuito intermedio.

35 La Figura 10 es un diagrama de circuito que ilustra un circuito intermedio del aparato de excitación según una segunda variación de la segunda realización preferida de la presente invención. Un circuito intermedio 3c tiene una estructura que incluye además el inductor 32 con respecto al circuito intermedio 3b. Más específicamente, el inductor 32 está conectado en serie a la conexión paralela del condensador 31 y la derivación 33. Al adoptar el circuito intermedio 3c como el circuito intermedio 3a mostrado en la Figura 1, se combinan conjuntamente la función del inductor 32 descrita en la primera realización preferida y la función de la derivación 33 descrita en la segunda realización preferida. Por lo tanto, se puede suprimir aún más eficazmente un aumento de tensión en la tensión rectificadora V_{cc} ante la incidencia de una descarga de rayo.

40 La Figura 11 es un gráfico que muestra una forma de onda 101 de la tensión de CA V_{in} , una forma de onda 105 de la tensión entre ambos extremos del condensador C_S , y una forma de onda 106 de la tensión rectificadora V_{cc} . Se adoptaron los valores ya mencionados para la inductancia L del inductor 32 y los datos de la derivación 33. Se muestra que un valor pico de la tensión rectificadora V_{cc} cuando se produce la descarga del rayo es pequeño en comparación con la forma de onda 102 (Figura 4) adoptando solo el inductor 32, o la forma de onda 104 (Figura 8) adoptando solo la derivación 33.

55 Por supuesto, se permite proporcionar además el inductor 8 entre el puente 2 de diodos y el supresor 7 de rayos como se ha descrito en la primera realización preferida. Alternativamente, puede proporcionarse el inductor 8 entre el puente 2 de diodos y el supresor 7 de rayos mientras se adopta el circuito intermedio 3b en lugar del circuito intermedio 3c.

Tercera realización preferida

5 Las Figuras 12 y 13 son diagramas de circuito que ilustran parte del circuito de suministro de corriente polifásica según una tercera realización preferida de la presente invención. Aunque se omiten el puente 2 de diodos, el inversor 4 y el supresor 7 de rayos, el circuito está configurado de manera similar a la Figura 1. En esta realización, el circuito intermedio 3a mostrado en la Figura 1 se reemplaza por un circuito intermedio 3d (véase la Figura 12) o un circuito intermedio 3e (véase la Figura 13).

10 El circuito intermedio 3d tiene una estructura en la que una derivación 34 está conectada adicionalmente al condensador 31 en paralelo en el circuito intermedio 3a descrito en la primera realización preferida con referencia a la Figura 1, y el circuito intermedio 3e tiene una estructura en la que la derivación 34 está conectada adicionalmente al condensador 31 en paralelo en el circuito intermedio 3b descrito en la segunda realización preferida con referencia a la Figura 7. La derivación 34 incluye una conexión en serie de un transistor Q que sirve como elemento de conmutación y una resistencia eléctrica R_B .

15 El circuito 6 de control suministra una tensión de polarización CNQ a la base del transistor Q en función de la tensión rectificadora V_{cc} . El transistor Q se activa cuando la tensión rectificadora V_{cc} supera un primer valor predeterminado y se desactiva cuando la tensión rectificadora V_{cc} cae por debajo de un segundo valor predeterminado (que es más pequeño que el primer valor predeterminado).

20 De esta manera la resistencia eléctrica R_B se conecta al condensador 31 en paralelo cuando la tensión rectificadora V_{cc} excede el primer valor predeterminado y aumenta, disminuyendo así la velocidad de carga al condensador 31 y suprimiendo un aumento en la tensión rectificadora V_{cc} . Además, la conexión paralela al condensador 31 se cancela cuando la tensión rectificadora V_{cc} cae por debajo del segundo valor predeterminado, lo que no compromete el funcionamiento del inversor sin condensador en el funcionamiento normal.

25 Por supuesto, se permite conectar adicionalmente la derivación 34 al condensador 31 en paralelo en el circuito intermedio 3 mostrado en la Figura 6 como la segunda variación de la primera realización preferida. Alternativamente, se permite conectar adicionalmente la derivación 34 al condensador 31 en paralelo en los circuitos intermedios 3b y 3c mostrados en las Figuras 7 y 10 como la segunda realización preferida y su segunda variación, respectivamente. Por supuesto, está permitido modificar estos casos al no proporcionar la resistencia eléctrica R_S y el diodo D_S (eliminación de cortocircuito).

Aún alternativamente, la tensión rectificadora V_{cc} puede ser fijada por la derivación 34 sin proporcionar el inductor 32 (eliminación de cortocircuito) en el circuito intermedio 3d mostrado en la Figura 12.

30 Para que la derivación 34 funcione de manera efectiva en respuesta a una descarga de rayo que varía rápidamente, es preciso que el transistor Q opere a alta velocidad. También se precisan un circuito de excitación y un circuito de detección de descargas de rayos que sean apropiados para la operación. Es necesario asegurar una fuente de alimentación para activar el circuito de excitación y el circuito de detección de descargas de rayos incluso durante el modo de espera para el funcionamiento del inversor 4. Por lo tanto, en términos de complejidad estructural, será más ventajoso adoptar la derivación 33.

Aplicación

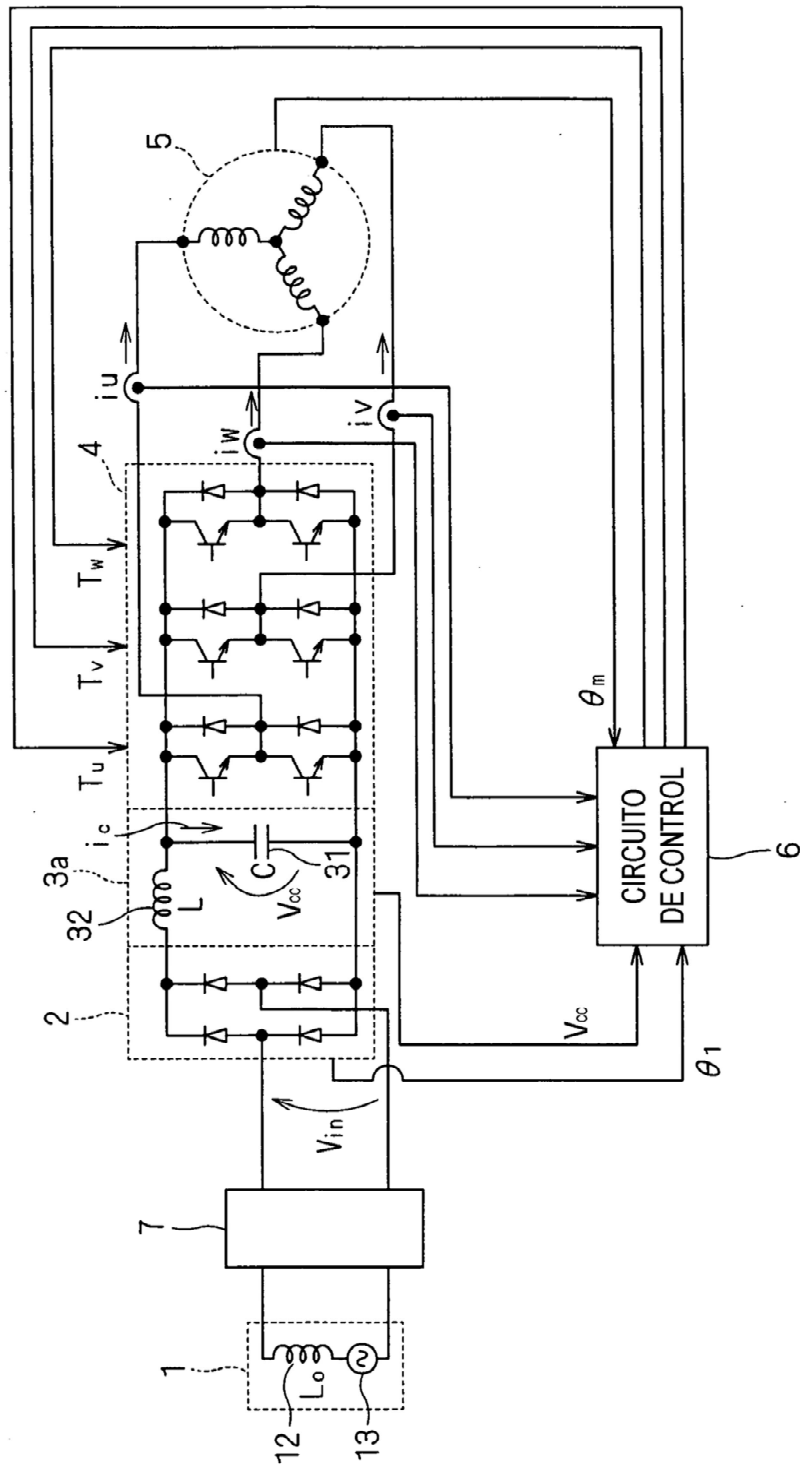
40 El aparato de excitación que incluye el circuito de suministro de corriente polifásica y el motor 5 alimentado con las corrientes polifásicas de CA i_u , i_v , i_w según la presente invención es capaz de excitar, por ejemplo, un compresor. Tal compresor está incluido en un climatizador, por ejemplo. El climatizador adopta un refrigerante para enfriar o calentar el aire, y el refrigerante es comprimido por el compresor.

Aunque la invención ha sido mostrada y descrita en detalle, la anterior descripción es en todos los aspectos ilustrativa y no restrictiva. Por lo tanto, se entiende que se pueden idear numerosas modificaciones y variaciones sin apartarse del alcance de la invención.

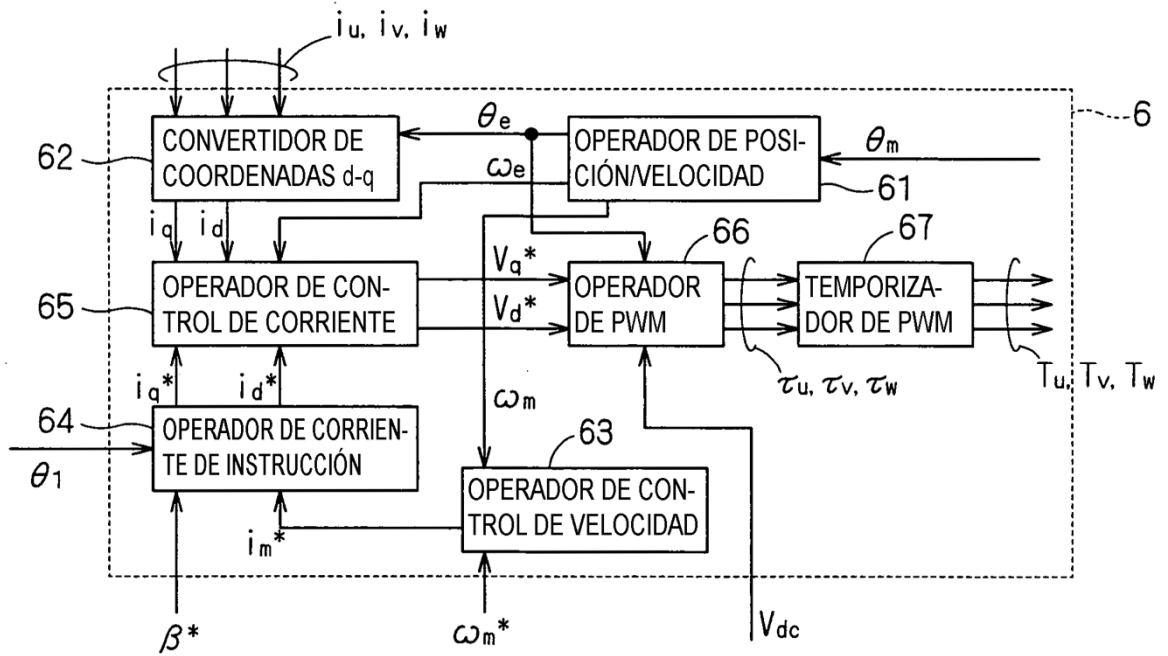
REIVINDICACIONES

1. Un circuito de suministro de corriente polifásica que comprende:
- 5 un supresor (7) de rayos o sobretensiones conectado a una fuente (13) de alimentación de CA que produce una tensión de CA (V_{in}), suprimiendo dicho supresor de rayos o sobretensiones una sobretensión superpuesta a dicha tensión de CA;
- un grupo de diodos (2) que reciben dicha tensión de CA (V_{in}) desde dicha fuente de alimentación de CA a través de dicho supresor (7) de rayos o sobretensiones para realizar la rectificación de onda completa en dicha tensión de CA;
- un condensador (31) que recibe la salida de dicho grupo de diodos (2);
- una primera derivación (33) conectada en paralelo a dicho condensador (31); y
- 10 un inversor (4) que recibe una tensión (V_{cc}) sobre dicho condensador (31) para producir corrientes polifásicas de CA (i_u, i_v, i_w), caracterizado por que
- dicho condensador (31) tiene un valor relativamente pequeño, que da lugar en funcionamiento a una tensión pulsátil de CC que tiene un valor máximo que es dos veces o más de un valor mínimo de dicha tensión pulsátil de CC;
- dicha primera derivación (33) incluye una conexión en serie de un diodo (D_s) y un elemento capacitivo (C_s); y
- 15 la dirección desde el ánodo al cátodo de dicho diodo (D_s) coincide con la dirección desde un lado de alto potencial a un lado de bajo potencial de dicho condensador (31).
2. El circuito de suministro de corriente polifásica según la reivindicación 1 que, además, comprende:
- una segunda derivación (34) conectada en paralelo a dicho condensador (31), conduciendo dicha segunda derivación (34) cuando dicha tensión (V_{cc}) sobre dicho condensador (31) excede un primer valor predeterminado, y no
- 20 conduciendo cuando dicha tensión sobre dicho condensador de tensión (31) cae por debajo de un segundo valor predeterminado menor que dicho primer valor predeterminado.
3. El circuito de suministro de corriente polifásica según la reivindicación 2 en el que
- dicha segunda derivación (34) incluye una resistencia eléctrica (R_B) y un conmutador (Q) conectados en serie entre sí, ACTIVÁNDOSE dicho conmutador cuando dicha tensión (V_{cc}) sobre dicho condensador (31) excede dicho primer
- 25 valor predeterminado, y DESACTIVÁNDOSE cuando dicha tensión sobre dicho condensador cae por debajo de dicho segundo valor predeterminado.
4. El circuito de suministro de corriente polifásica según la reivindicación 1 o 2 que, además, comprende:
- un inductor (32, 8) conectado en serie a una conexión paralela de dicho condensador (31) y dicha primera derivación (33; 34).
- 30 5. Un aparato de excitación que comprende:
- el circuito de suministro de corriente polifásica según una de las reivindicaciones 1 a 4; y un motor (5) alimentado con dichas corrientes polifásicas de CA (i_u, i_v, i_w).
6. Un compresor que comprende:
- el aparato de excitación según la reivindicación 5,
- 35 siendo excitado dicho compresor por dicho aparato de excitación.
7. Un climatizador que comprende:
- el compresor según la reivindicación 6,
- enfriando o calentando dicho climatizador aire adoptando un refrigerante, siendo dicho refrigerante comprimido por dicho compresor.

FIG. 1



F I G . 2



F I G . 3

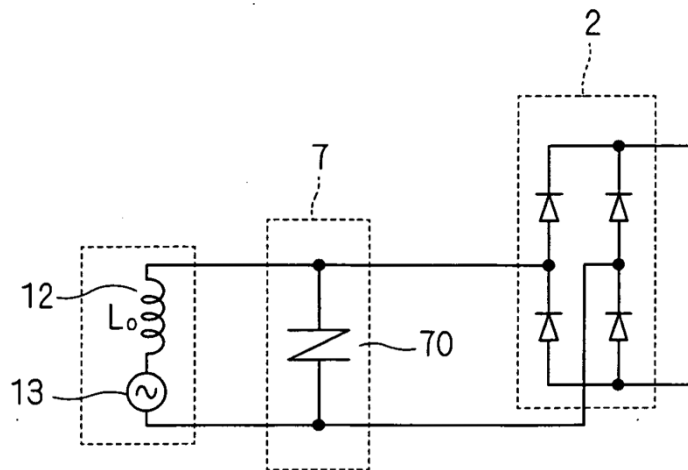
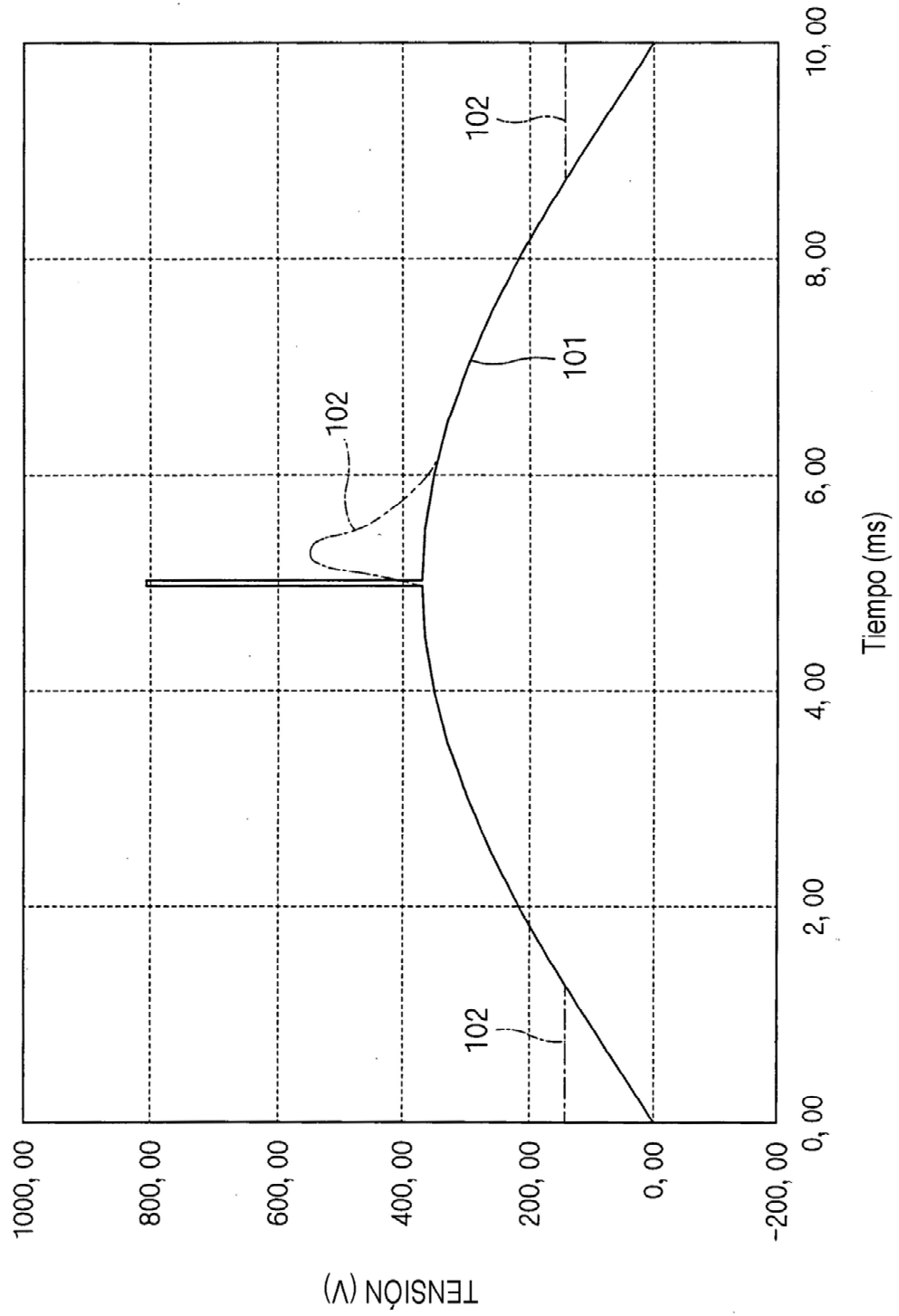
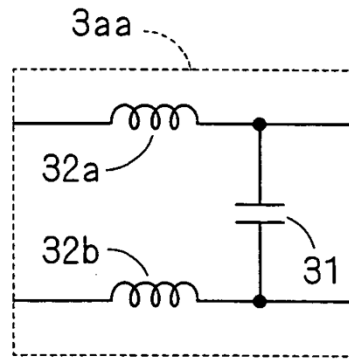


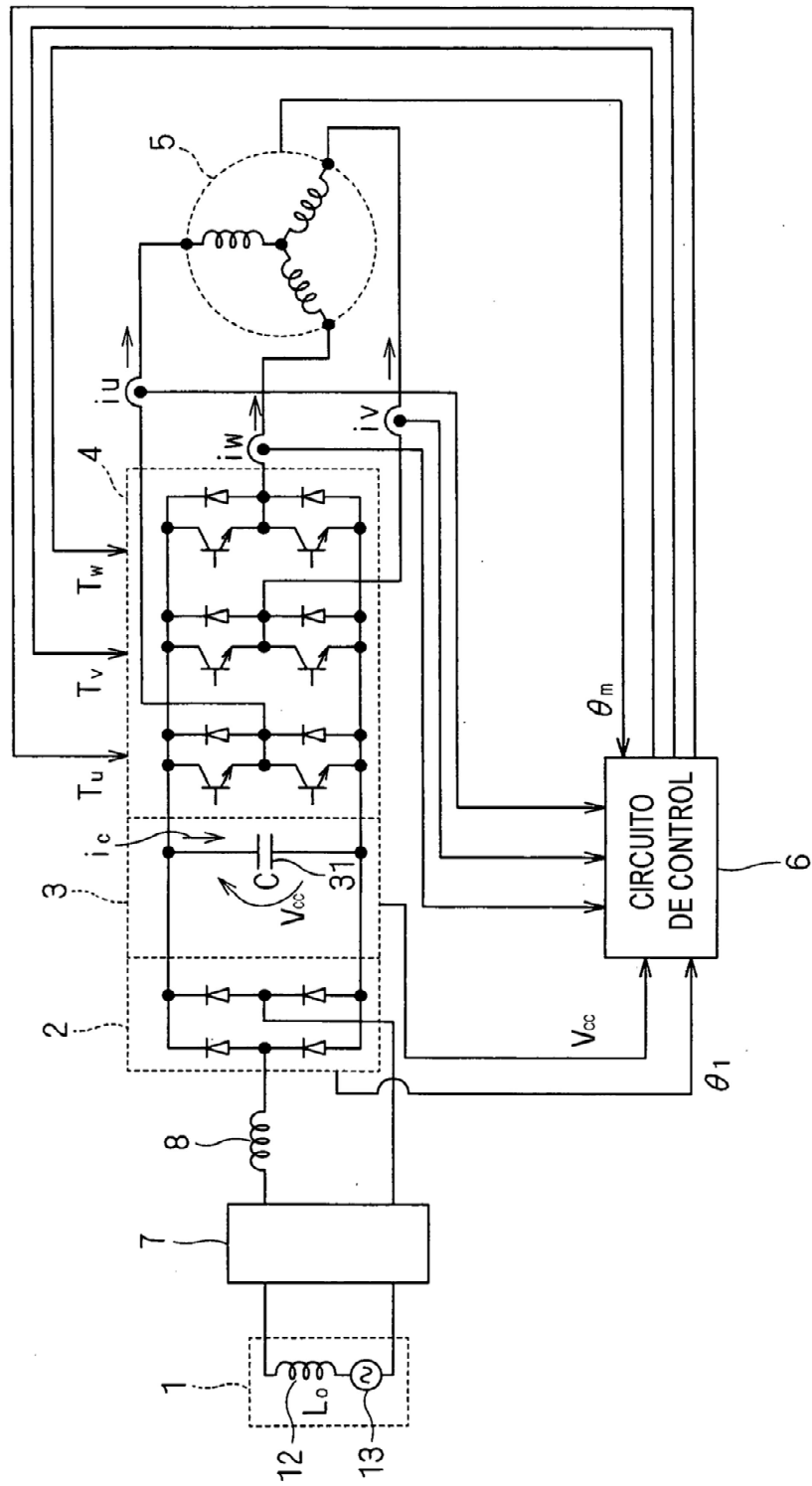
FIG. 4



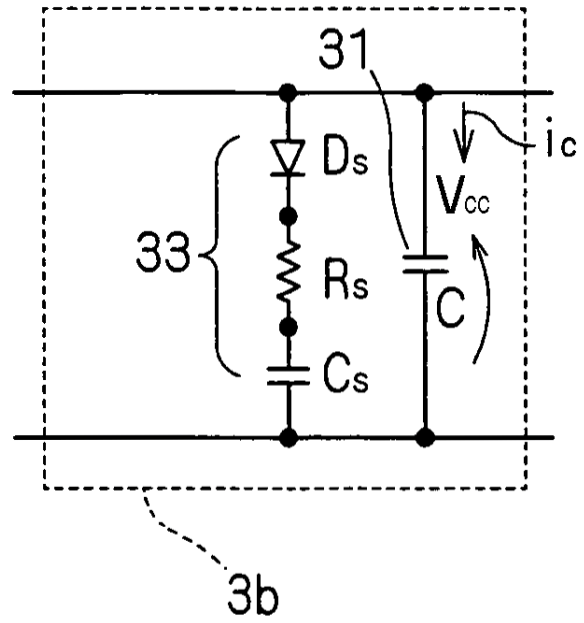
F I G . 5



F I G . 6



F I G . 7



F I G . 8

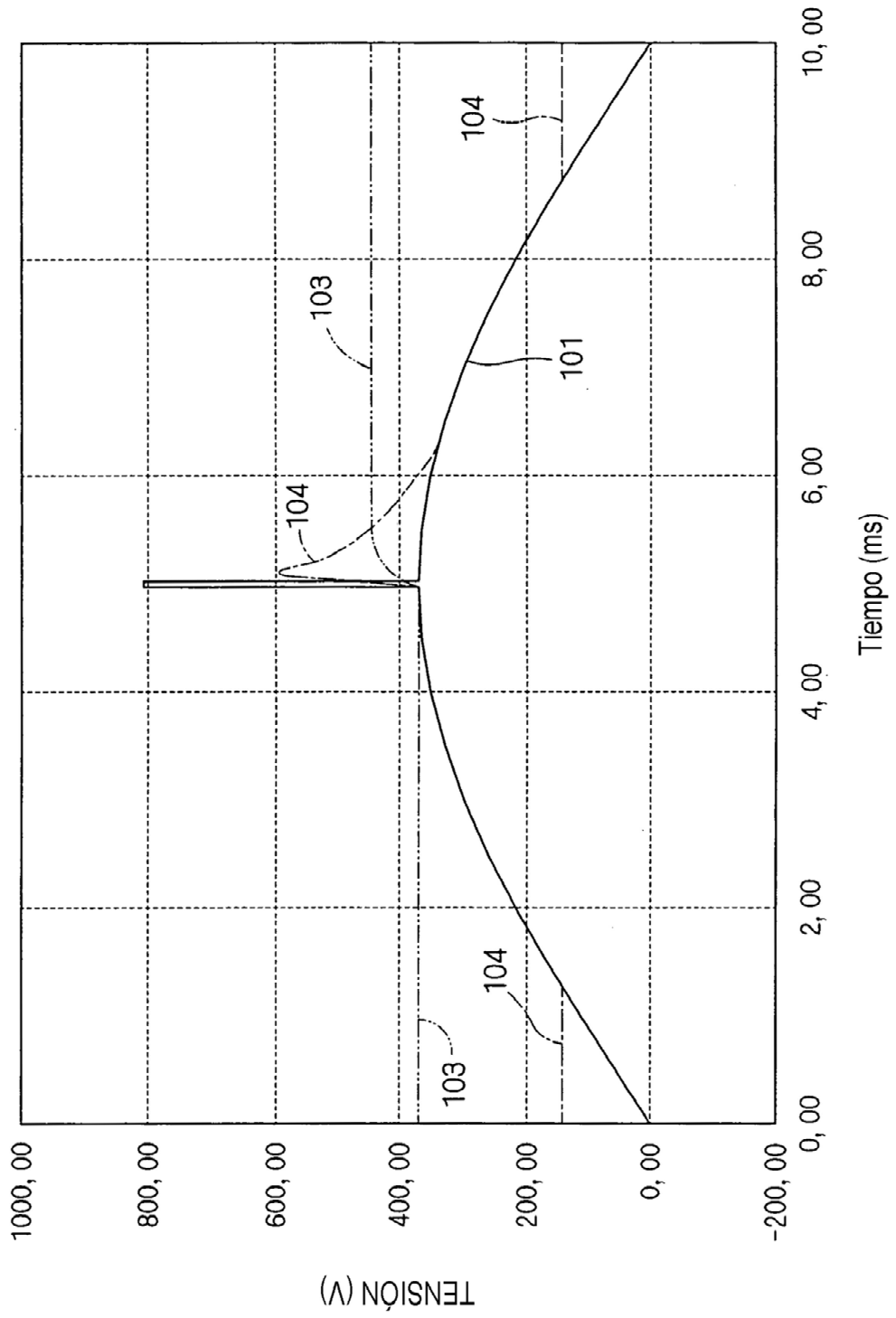
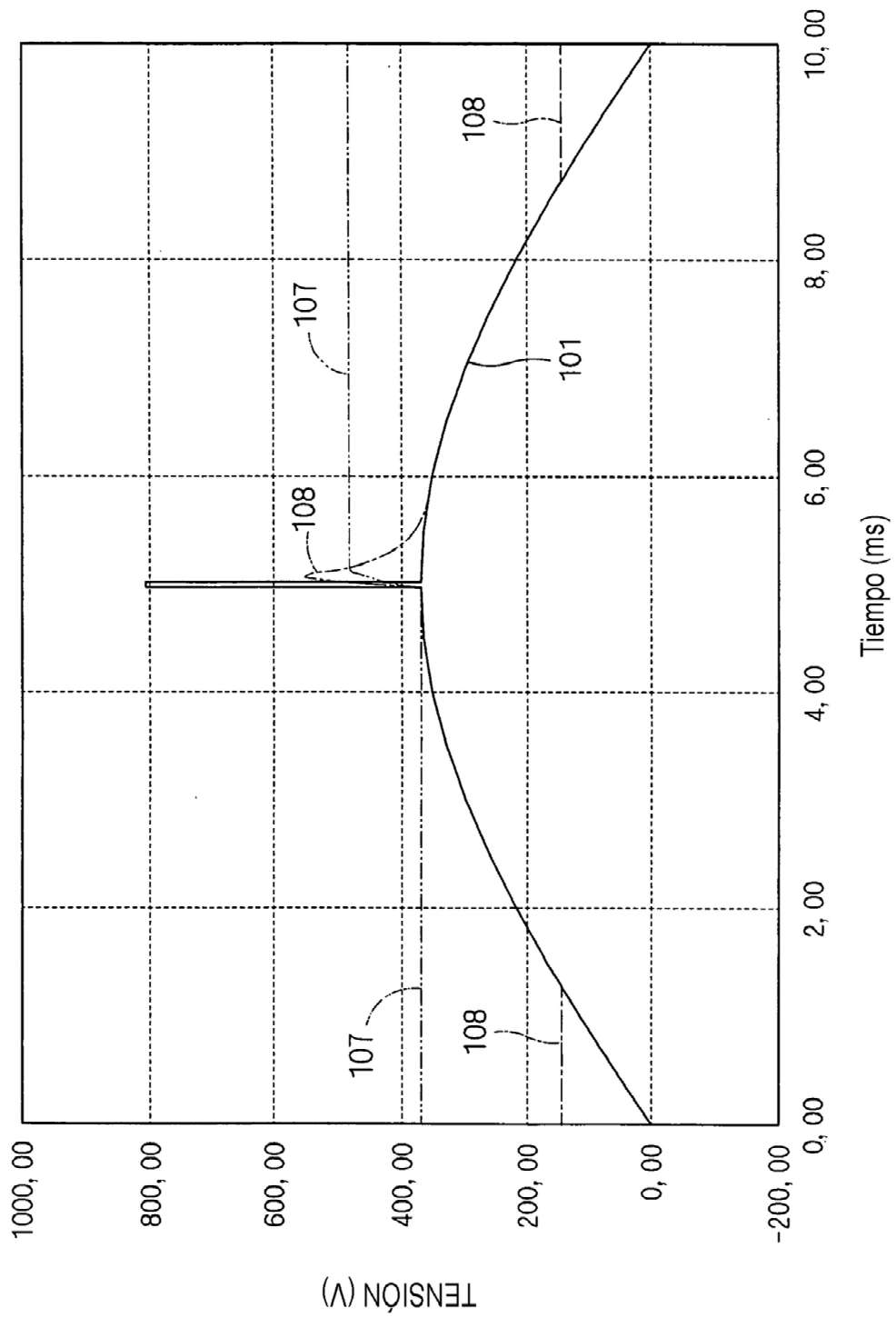


FIG. 9



F I G . 1 0

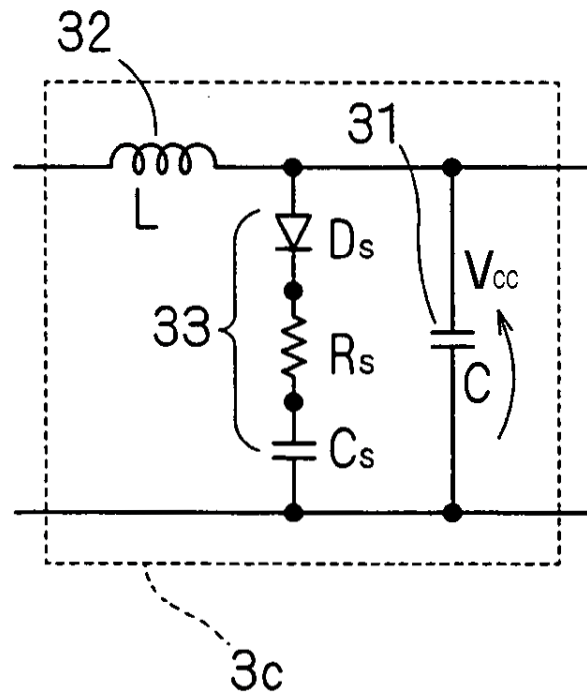
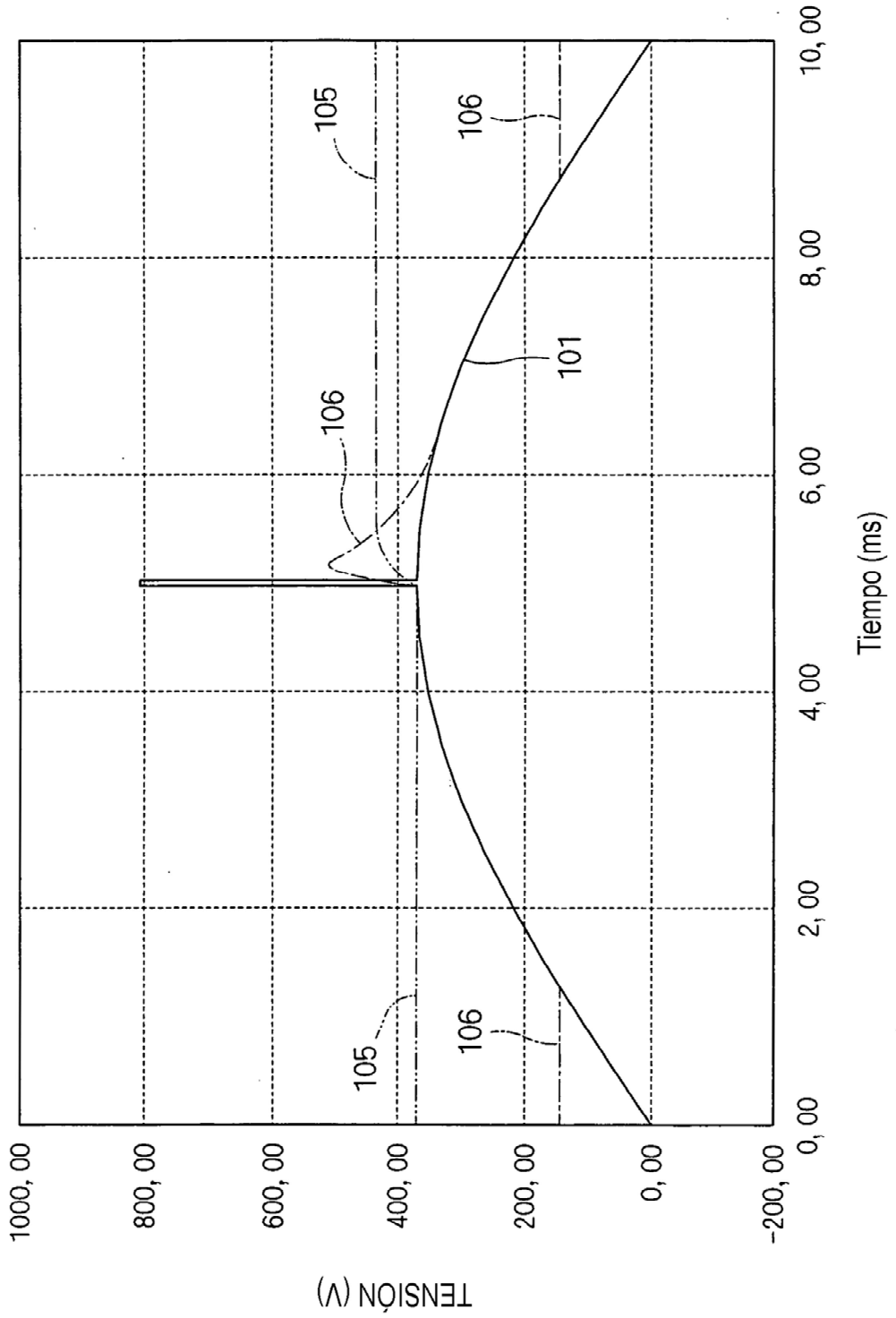
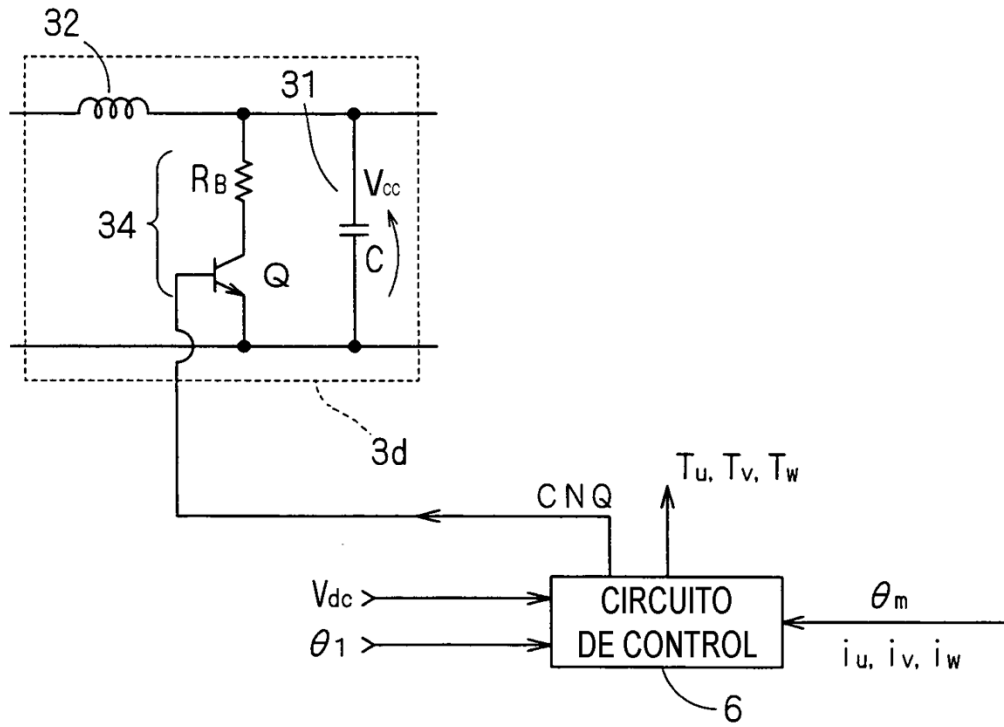


FIG. 11



F I G . 1 2



F I G . 1 3

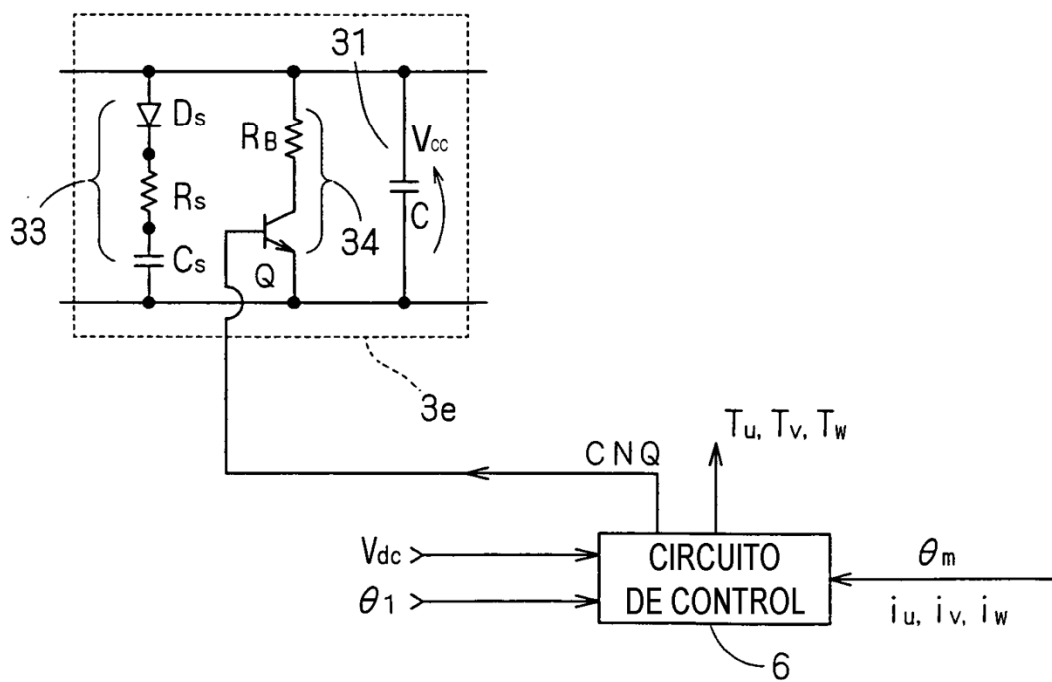
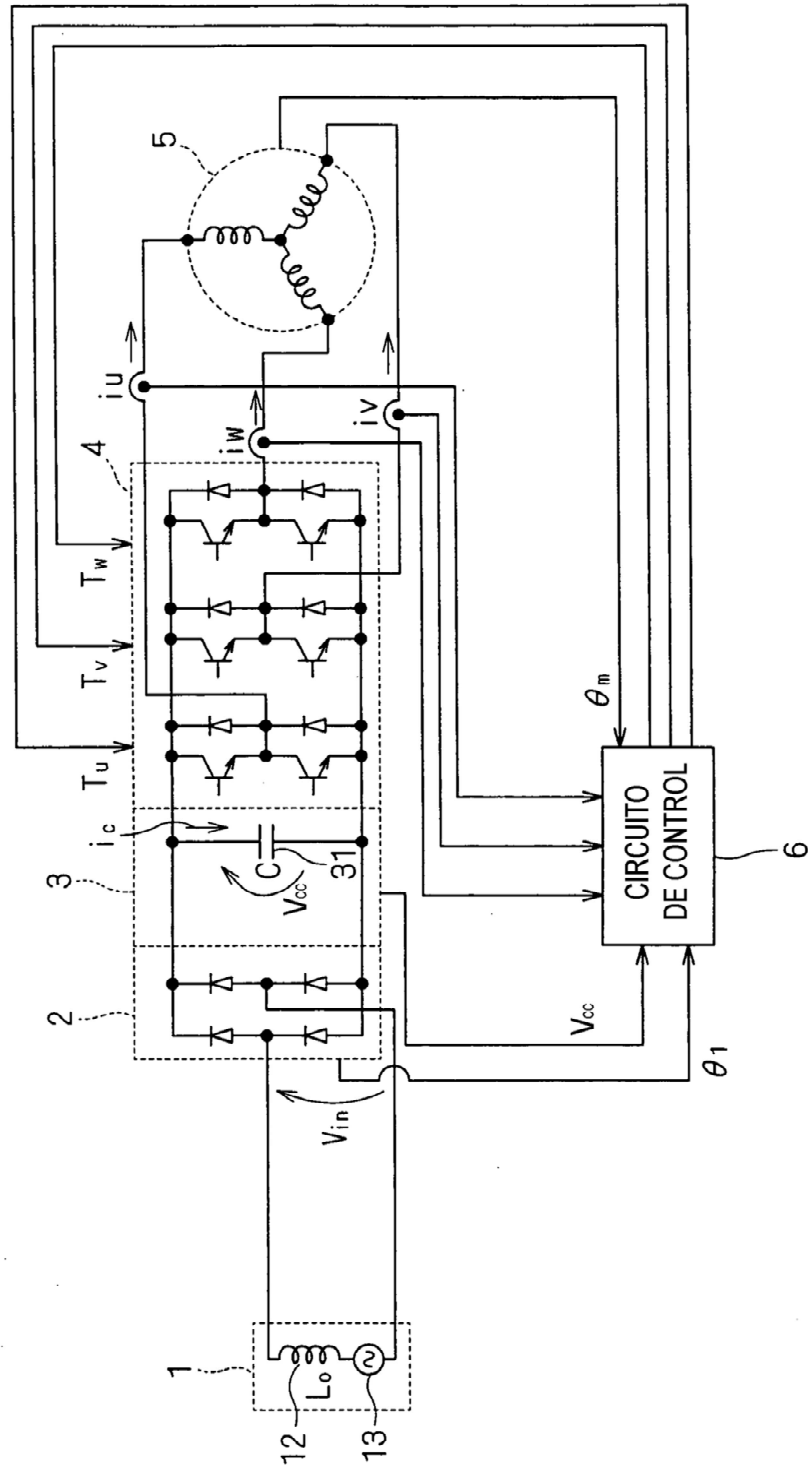
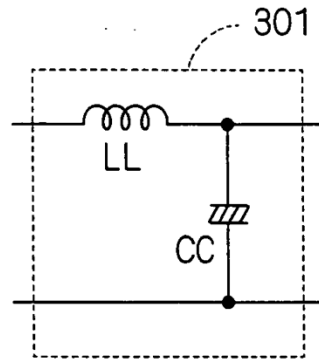


FIG. 14



F I G . 1 5



F I G . 1 6

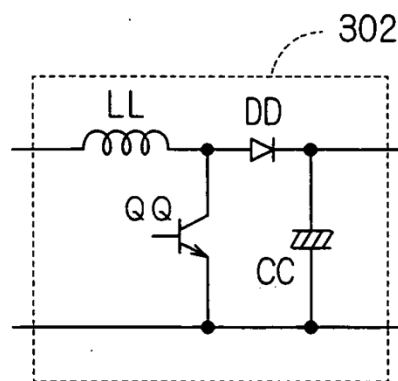


FIG. 17

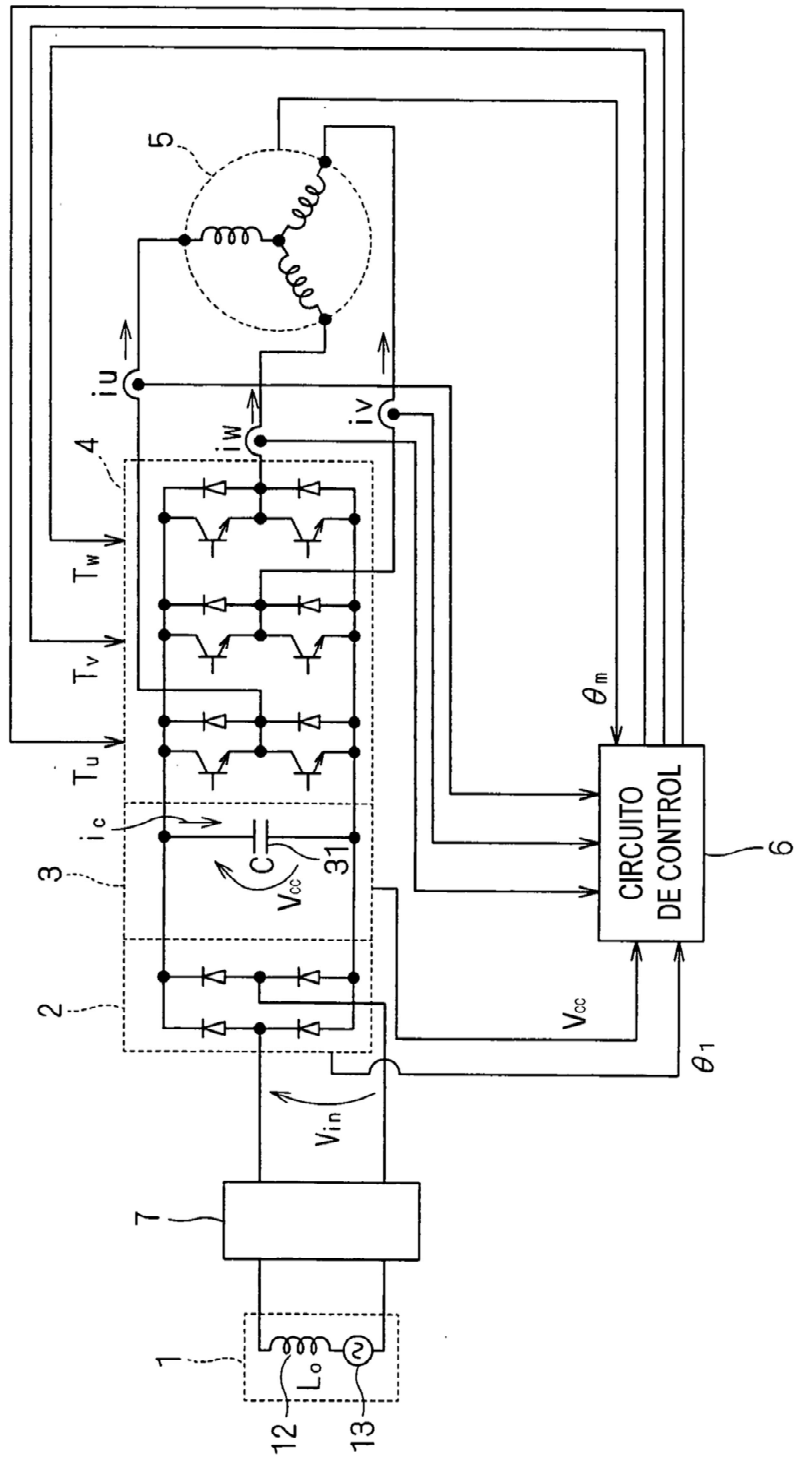


FIG. 18

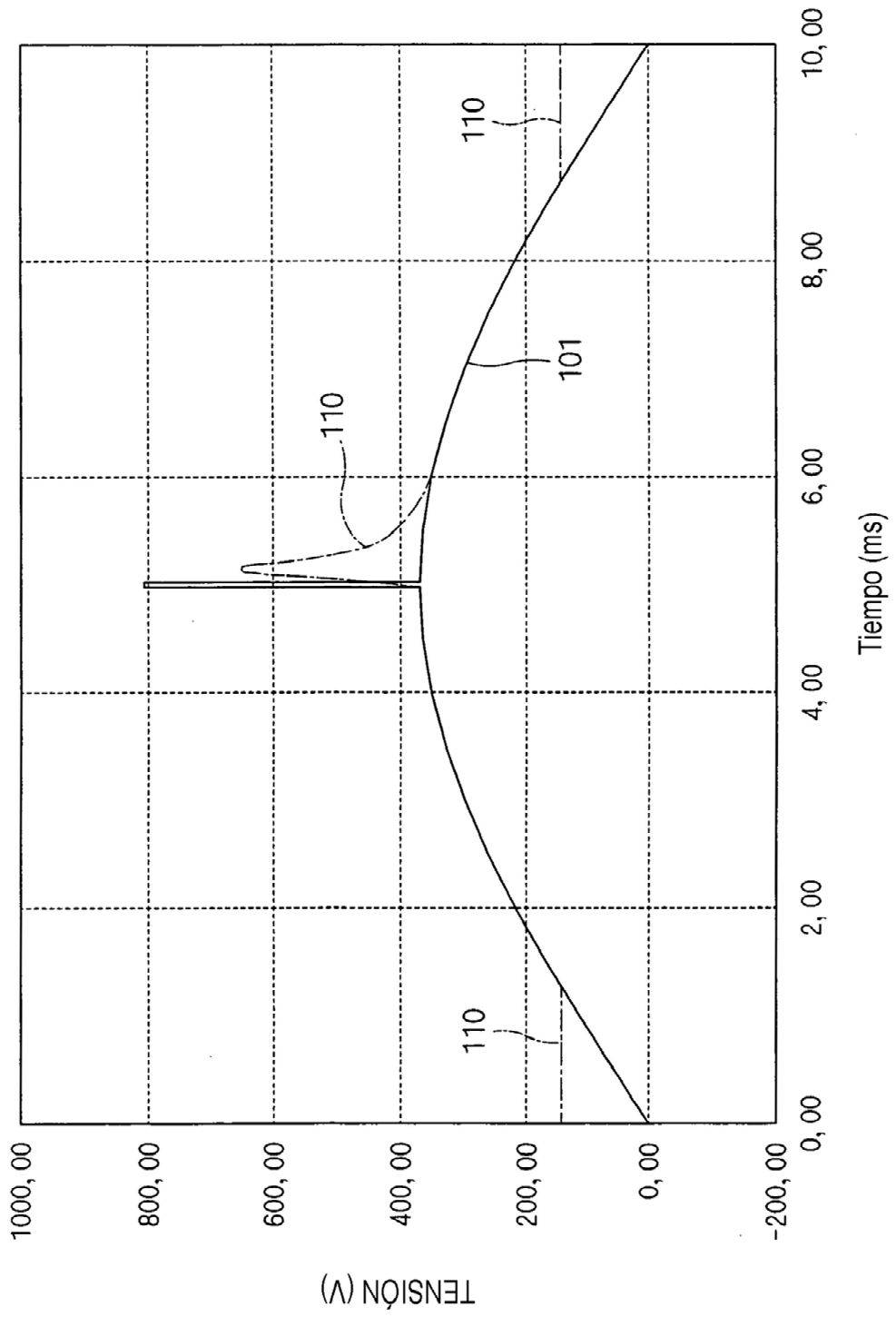


FIG. 19

