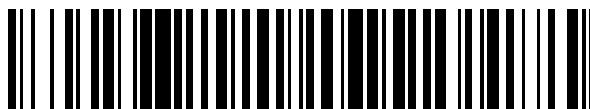


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 428 120**

51 Int. Cl.:

G01R 1/20 (2006.01)

G01R 19/00 (2006.01)

H02M 7/5387 (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **25.09.2002** **E 02800703 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **21.08.2013** **EP 1432110**

54 Título: **Aparato para la detección de corriente de fase**

30 Prioridad:

25.09.2001 JP 2001292618

20.03.2002 JP 2002079644

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

06.11.2013

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:

MAEDA, T. y
TANIGUCHI, T.

74 Agente/Representante:

CARVAJAL Y URQUIJO, Isabel

ES 2 428 120 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

Aparato para la detección de corriente de fase

Sector técnico

- 5 La presente invención se refiere a un aparato para la detección de corriente de fase, para detectar una corriente de fase de un motor basándose en la corriente de un enlace CC (Corriente Continua) y un modelo de vector a aplicar, cuyo aparato está dispuesto en un aparato de control de un motor que suministra las salidas de un inversor PWM ("Pulse Width Modulation") (Modulación de Amplitud de Impulsos) a un motor, a efectos de controlar el motor.

Antecedentes técnicos

- 10 Con anterioridad, se ha propuesto un aparato para la deformación de un impulso de salida formando una salida medible, como aparato para detectar la corriente de fase de un motor, en un aparato para el control de un motor para controlar el motor utilizando un inversor. Estos inversores son conocidos, por ejemplo, de los documentos GB 242 580 A, WO 96/23347 A y WO99/22437 A.

- 15 Cuando se utiliza el dispositivo indicado, se presentan desventajas tales como el error en la medición de corriente debido a oscilaciones ("ringing"), deformación de la forma de onda debido a la ampliación del tiempo de salida del impulso, escalado en el rango de control, generación de ruidos anormales y similares.

Dado que no se han propuesto procedimientos analíticos en especial para la oscilación ("ringing"), se presentan desventajas tales como la dificultad en la reducción de la oscilación ("ringing"), y que no se puede conseguir una respuesta rápida y que no se puede mejorar la exactitud de la medición.

- 20 Si bien se puede considerar que un impulso de corriente que pasa por un enlace CC puede ser detectado utilizando una resistencia en derivación, es difícil la disminución del efecto de ruidos y la mejora de la exactitud de la medición. Asimismo, aparece una desventaja por el hecho de que la detección de la corriente no se puede realizar más que en un impulso largo, a causa del voltaje máximo debido a la inductancia de una resistencia en derivación. Por lo tanto, no resultaba practicable la detección de la corriente de fase utilizando una resistencia en derivación.

- 25 Materia de la invención

La presente invención ha sido realizada teniendo en cuenta los problemas anteriores.

Es un objetivo de la presente invención dar a conocer un aparato de control de un motor que suministra potencia desde un inversor PWM a un motor, de manera que el aparato de detección de corriente de fase puede realizar la supresión de la oscilación ("ringing") y permite una toma de corriente rápida y con elevada exactitud.

- 30 Este objetivo se consigue mediante el aparato de control de un motor que tiene dos características de la reivindicación 1, cuyo preámbulo se basa en el aparato conocido por el documento GB242 580 A. Las reivindicaciones dependientes proporcionan diferentes realizaciones preferentes de la invención.

- 35 En el aparato de control del motor, según la invención, es un aparato que detecta la corriente de fase de un motor basándose en la corriente de un enlace CC y un modelo de vector a aplicar, y que suministra salidas desde un inversor PWM al motor a efectos de controlar el motor, en el que se dispone una capacitancia de un condensador en derivación en el lado del dispositivo de potencia con respecto al detector de corriente en el enlace CC, siendo ajustado lo más reducido posible dentro de un rango en el que no se destruyen los dispositivos de potencia por un sobrevoltaje debido a la conmutación.

- 40 La capacitancia de un condensador en derivación, que es dispuesto en una posición lateral del dispositivo de potencia con respecto a un detector de corriente en el enlace CC, se ajusta de manera que la corriente en el detector de corriente debida a un fenómeno de resonancia generado por la capacitancia combinada de un par de condensadores en el lado de suministro de potencia y la inductancia del cableado entre dichos condensadores, resulta igual a una corriente mínima, que puede ser detectada por el detector de corriente, o menor que ésta.

- 45 La corriente es suministrada directamente a un dispositivo de potencia desde el condensador en derivación en el lado de suministro de potencia, a través de un detector de corriente en el enlace CC.

Preferentemente, el aparato de control del motor utiliza un amplificador incluido dentro del detector de corriente, de manera que el amplificador comprende un amplificador operativo limitado en su anchura de banda por una capacitancia de realimentación.

5 Cuando se utiliza el aparato de control de un motor, y cuando el aparato detecta una corriente de fase de un motor basándose en una corriente de un enlace CC y un modelo de vector a aplicar, el aparato ajusta la capacitancia del condensador en derivación que está dispuesto en la posición del lado del dispositivo de potencia con respecto al detector de corriente en el enlace CC, lo más reducida posible dentro de un rango en el que no se destruyen los dispositivos de potencia por un sobrevoltaje debido a la conmutación. Por lo tanto, se mejora la exactitud en la detección de la corriente al impedir la oscilación ("ringing") de la corriente debido a la resonancia en el detector de corriente.

10 El aparato ajusta la capacitancia del condensador en derivación que está dispuesto en una posición del lado del dispositivo de potencia con respecto al detector de corriente en el enlace CC, de manera que la corriente en el detector de corriente debido al fenómeno de resonancia generado por una combinación de capacitancia de un par de condensadores en el lado de suministro de potencia y la inductancia de los conductores entre dichos condensadores, se hace igual o menor que la corriente mínima que puede ser detectada por el detector de corriente. Por lo tanto, el error de medición disminuye notablemente y se mejora la exactitud de medición de la corriente.

15 El aparato suministra la corriente directamente a dispositivos de potencia desde el condensador en derivación en el lado de suministro de potencia a través del detector de corriente del enlace CC. Por lo tanto, se suprimen los efectos de la corriente de resonancia prácticamente a cero y se mejora la exactitud de la medición de corriente.

20 Cuando el aparato, según una realización preferente, utiliza el amplificador incluido dentro del detector de corriente, en forma de amplificador que comprende un amplificador operativo limitado en su amplitud de banda por una capacidad de realimentación, se reducen notablemente, no solamente la sobretensión, sino también la subtenensión.

El aparato, de acuerdo con una realización preferente, utiliza como motor, un motor que impulsa un compresor hermético.

Breve descripción de los dibujos

La figura 1 es un esquema que muestra la disposición de un aparato de control de un motor utilizando un inversor;

La figura 2 es un esquema que representa aplicación de voltaje para un motor en dos dimensiones;

25 La figura 3 es un esquema útil en la comprensión del flujo de corriente cuando es emitido el vector V1;

La figura 4 es un esquema útil para la comprensión de la corriente que pasa por un enlace CC;

La figura 5 es un esquema que muestra un ejemplo de medición real de la corriente que pasa por un enlace CC;

La figura 6 es un esquema que muestra una disposición de un aparato de control de un motor de acuerdo con la presente invención;

30 La figura 7 es un esquema que conceptualmente es repetido la figura 6 conceptualmente teniendo en cuenta la resonancia;

La figura 8 es un esquema que muestra una disposición conceptual de circuito de un aparato de control de un motor es vista de la detección de la corriente;

La figura 9 es un esquema que muestra un ejemplo de medición de una corriente que pasa por un enlace CC;

35 La figura 10 es un esquema que muestra un ejemplo de medición de una corriente que pasa por un enlace CC cuando la longitud del cableado es de 2 metros;

La figura 11 es un esquema que muestra la relación entre la longitud del cable y el intervalo de oscilación ("ringing");

La figura 12 es un esquema que muestra una disposición de un filtro primario RC;

La figura 13 es un esquema que muestra características de respuesta de un filtro primario RC;

40 La figura 14 es un esquema que muestra características de frecuencia de un filtro primario RC;

La figura 15 es un esquema que muestra de una forma de onda de corriente cuando se omite un filtro;

- La figura 16 es un esquema que muestra la forma de onda de la corriente en un caso en que se utilice un amplificador lento;
- La figura 17 es un esquema ilustrativo de la forma de onda de corriente debido a un amplificador lento;
- 5 La figura 18 es un esquema que muestra una disposición de un amplificador restringido en su amplitud de banda por una capacitancia de periodo;
- La figura 19 es un esquema que muestra una forma de onda de corriente en un caso en el que se ha omitido un condensador;
- La figura 20 es un esquema que muestra una forma de onda de corriente en un caso en el que se ha dispuesto un condensador;
- 10 La figura 21 es un esquema que muestra una disposición de un aparato de control de un motor en el que se aplica un aparato de detección de la corriente de fase;
- La figura 22 es un esquema que muestra de dispositivo de un aparato de control de un motor en el que se aplica un aparato de detección de corriente de fase del estado de la técnica;
- La figura 23 es un esquema útil para la comprensión del tiempo de retardo de cada sección;
- 15 La figura 24 es un esquema útil para la comprensión de la medición de una forma de onda de corriente;
- La figura 25 es un esquema útil para la comprensión de la detección de una corriente;
- La figura 26 es un esquema que muestra la corriente de un enlace CC en un caso de un procedimiento de comparación de onda triangular;
- La figura 27 es un esquema de circuito equivalente de una resistencia en derivación;
- 20 La figura 28 es un esquema que muestra de características de una resistencia en derivación;
- La figura 29 es un esquema de circuito eléctrico que muestra una situación de conexión de un filtro a una resistencia en derivación;
- La figura 30 es un esquema que muestra características de un filtro de cancelación de inductancia;
- 25 La figura 31 es un esquema que muestra características de un circuito de detección de corriente incluyendo un filtro de cancelación de inductancia;
- La figura 32 es un esquema que muestra una forma de onda de medición de corriente en la situación en la que se ha cancelado la inductancia parásita;
- La figura 33 es un esquema que muestra una forma de onda de medición de corriente en la situación en la que se ha cancelado un componente de oscilación innecesario;
- 30 La figura 34 es un esquema útil para la comprensión de la relación entre un bucle y el flujo generado en el estado de medidas de cancelación de ruidos, encontrándose el bucle entre la resistencia en derivación y un amplificador;
- La figura 35 es un esquema útil para la comprensión de un estado que cancela el flujo en el lado de la resistencia en derivación y el lado del amplificador al cruzar un bucle entre una resistencia en derivación y un amplificador;
- 35 La figura 36 es un diagrama que muestra una situación en la que se ha implementado un amplificador en paralelo con un plano formado por el flujo;
- La figura 37 es un esquema que muestra un estado de conexión convencional de la masa para una señal de un circuito de detección de corriente y una masa de un microordenador;
- La figura 38 es un esquema de circuito eléctrico que muestra una situación en la que se produce una señal en una masa de un circuito de detección de corriente y una masa de un microordenador en un lado de una resistencia en derivación;
- 40

La figura 39 es un esquema de circuito eléctrico que muestra un estado en el que una bobina común de reactancia está insertada en una salida de corriente detectada y una masa para el microordenador.

Mejor forma de llevar a cabo la invención

5 A continuación, haciendo referencia a los dibujos, se explicará en detalle un aparato de detección de corriente de fase, de acuerdo con la presente invención.

La figura 1 es un esquema que muestra una disposición de un aparato de control del motor que utiliza un inversor. La tabla 1 representa relaciones entre un vector de voltaje de salida del inversor (dispositivo de potencia) y condiciones de conmutación de los elementos de conmutación.

Tabla 1	T_u^+	T_v^+	T_w^+
V0	PARO	PARO	PARO
V1	PARO	PARO	MARCHA
V2	PARO	MARCHA	PARO
V3	PARO	MARCHA	MARCHA
V4	MARCHA	PARO	PARO
V5	MARCHA	PARO	MARCHA
V6	MARCHA	MARCHA	PARO
V7	MARCHA	MARCHA	MARCHA

10 T_u^+ , T_v^+ , T_w^+ representan elementos de conmutación de los brazos superiores de la fase u, v y w, respectivamente. T_u^- , T_v^- , T_w^- representan elementos de conmutación de los brazos inferiores de la fase u, v y w, respectivamente. En la tabla 1, MARCHA representa una situación en la que un elemento de conmutación de un brazo superior está dispuesto en MARCHA y un elemento de conmutación de un brazo inferior está dispuesto en PARO. La situación de PARO es una situación en la que un elemento de conmutación de un brazo superior está en posición de PARO y un
 15 elemento de conmutación de un brazo inferior está en situación de MARCHA.

En el aparato de control de un motor, tal como se ha descrito, un primer condensador 2a está conectado entre los terminales de salida de un circuito rectificador 2 que recibe potencia en CA 1 como una entrada. Un inversor trifásico 3 está conectado en paralelo con respecto al primer condensador 2a. La salida del inversor trifásico 3 es suministrada a un motor 4. Un segundo condensador 3a está conectado en paralelo al lado de entrada del inversor trifásico 3. Un detector de corriente 5 está conectado entre el primer condensador 2a y el segundo condensador 3a.
 20

El detector de corriente 5 tiene una resistencia en derivación 5a y una sección de salida de corriente 5b. La resistencia en derivación 5a está insertada en un cableado entre el primer condensador 2a y el segundo condensador 3a. La sección 5b de salida de corriente recibe el voltaje entre terminales de la resistencia en derivación 5a como entrada y la envía como corriente detectada.

25 Por lo tanto, cuando un vector de voltaje es V0 o V7, todos los terminales del motor 4 están conectados a la línea – o a la línea + de la potencia, de manera que el voltaje para aumentar o disminuir la corriente (a continuación, se designará simplemente como voltaje) no se aplica al motor 4. Cuando el vector de voltaje es V1, por ejemplo, el terminal de la fase w del motor 4 es conectado a la línea + de la potencia mientras que los terminales de las otras fases del motor 4 están conectados a la línea – de la potencia de manera que el voltaje es aplicado en una dirección tal que incrementa la corriente de fase w (la fase u y la fase v se encuentran en dirección negativa, respectivamente).
 30

Cuando se utiliza PWM (Modulación de Amplitud de Impulso), se determina la magnitud del voltaje basándose en una proporción de tiempo para emitir un vector de voltaje dentro de una portadora. Por lo tanto, cuando cada voltaje de cada fase es casi el mismo, un vector de voltaje para un periodo de tiempo muy corto corresponde a la diferencia de voltaje entre fases (a continuación, se indicará que el “vector de voltaje es corto”). Cuando el voltaje de salida es bajo, se envía un vector de voltaje especialmente corto, de manera que el vector de voltaje V0, V7 ocupan la mayor
 35

parte del periodo dentro de una portadora, no aplicando el vector de voltaje V0, V7 al motor 4.

La figura 2 representa un voltaje aplicado al motor 4, estando representado el voltaje en forma bidimensional. Se define un caso como dirección de fase u que un voltaje positivo es aplicado a una fase u, mientras que voltajes negativos son aplicados a la fase v y a la fase w. La dirección de la fase v y la dirección de la fase w están definidas de manera similar. La magnitud del voltaje está representada por la longitud de un vector.

En este caso, los vectores de voltaje V0 ~ V7 están dispuestos tal como se observa en la figura 2. Cuando un vector a situado entre el vector de voltaje V1 y el vector de voltaje V3 es emitido, por ejemplo, un vector de voltaje es cambiado de manera adecuada y es emitido en el orden de V0, V1, V3, V7, por ejemplo, en un procedimiento convencional de vector espacial.

Cuando se determina que el voltaje de salida es pequeño (para acortar la longitud del vector), el tiempo de salida de los vectores de voltaje V0, V7 es el suficiente para mantener la dirección del vector, que se mantenga constante la relación entre los tiempos de salida de los vectores de voltaje V1 y V3.

Se puede detectar una corriente de fase a partir de un enlace CC utilizando características que cuando el vector a se ha emitido, por ejemplo, la corriente de fase w pasa por el enlace CC (ver flecha en la figura 3) durante el periodo en el que se emite el vector de voltaje V1 y una inversión de corriente en positivo-negativo con respecto a la corriente de fase u durante el periodo en el que se emite el vector de voltaje V3 (ver figura 4 y la publicación "Procedimiento para Detección de una Corriente Trifásica de Salida de un Inversor PWM en su lado CC", por Tanizawa y otros, IEA-94-17 (a continuación se indicará como referencia citada).

Tomando en consideración una detección de corriente real, existe un periodo en el que no se puede llevar a cabo medición, dentro de un estado transitorio que corresponde a un estado comprendido desde la variación del valor de corriente a la estabilización del circuito (ver figura 5). Por lo tanto, existe la necesidad de acortar el estado transitorio al valor más reducido posible y medir la corriente sin innecesaria restricción de impulsos.

La figura 6 es un esquema que muestra una disposición de un aparato de control de un motor en el que se ha aplicado un aparato de detección de corriente de fase, de acuerdo con la presente invención.

Este aparato de control de un motor es distinto del aparato de control del motor de la figura 1 por el hecho de que el tercer condensador 3b se ha dispuesto de forma adicional conectado en paralelo al primer condensador 2a un poco más arriba con respecto al detector de corriente 5, y que la capacitancia del segundo condensador 3a se ha determinado lo más reducida posible dentro de un rango en el que los dispositivos de potencia no son destruidos por un sobrevoltaje debido a conmutación.

El funcionamiento y el efecto del aparato de control de un motor con la disposición antes explicada son los siguientes.

La entrada de potencia procedente de la potencia CA 1 es rectificada por el circuito rectificador 2, a continuación, la salida rectificada es sometida a suavización por el primer condensador 2a para su suministro al inversor 3, a continuación, la salida del inversor 3 es suministrada al motor 4 a lo largo del vector de voltaje.

El segundo condensador 3a está dispuesto en las proximidades del dispositivo de potencia del inversor 3 para proteger los dispositivos de potencia, y se determina el componente de inductancia desde el segundo condensador 3a a los dispositivos de potencia con el valor más reducido posible.

Dado que el primer condensador 2a es un condensador que tiene gran capacitancia, la longitud del cableado entre el primer condensador 2a y el tercer condensador 3b es larga.

La figura 7 es un esquema repetido de la figura 6 teniendo en cuenta la resonancia. Las inductancias 2b y 2c debidas al cableado están conectadas entre el primer condensador 2a y el tercer condensador 3b.

Se comprenderá de la figura 7 que se genera resonancia entre la inductancia 2b y 2c y la capacitancia combinada del segundo condensador 3a y el tercer condensador 3c, siendo debida la inductancia 2b y 2c al cableado conectado entre el primer condensador 2a y el tercer condensador 3b, y que una corriente oscilante ("ringing") que tiene un intervalo largo y gran magnitud fluye en el detector de corriente 5 cuando la capacitancia del segundo condensador 3a y del tercer condensador 3c se determina que son casi la misma (por ejemplo, aproximadamente 1 μ F) una detrás de otra.

De acuerdo con la invención, no obstante, la capacitancia del segundo condensador 3a se determina con el valor mínimo posible dentro de un rango en el que los dispositivos de potencia no son destruidos por el sobrevoltaje en la conmutación, de manera que la mayor parte de la corriente oscilante ("ringing") debida a resonancia se puede hacer

que no pase por el detector de corriente 5, de manera que la exactitud de la detección de la corriente se mejora.

Además, la corriente de resonancia es determinada basándose en la inductancia 2b y 2c debida al cableado entre el primer condensador 2a y el tercer condensador 3b, corrientes de fase de motor, el segundo condensador 3a y el tercer condensador 3c y la corriente de resonancia que fluye en el detector de corriente 5 es determinada basándose en la relación de capacitancia del segundo condensador 3a y tercer condensador 3c (solamente la corriente de resonancia que fluye en el segundo condensador 3a fluye en el detector de corriente 5, dado que la corriente de resonancia se distribuye al segundo condensador 3a y el tercer condensador 3c cuando la inductancia 2b y 2c debida al cableado entre el primer condensador 2a y el tercer condensador 3b, corrientes de fase del motor, el tercer condensador 3c y el segundo condensador 3a, se puede calcular fácilmente un error debido al paso de la corriente de resonancia por el detector de corriente 5. No obstante, es difícil diseñar de manera precisa la inductancia 2b y 2c debido al cableado entre el primer condensador 2a y el tercer condensador 3b. Debido a la situación anterior, se pueden eliminar los errores de medición al medir realmente un error debido a la corriente de resonancia cuando la corriente de resonancia es máxima (cuando el escalón de corriente es un escalón máximo en la situación de que los dispositivos de potencia están en situación de MARCHA), y determinando la relación de capacitancia del segundo condensador 3a y el tercer condensador 3b a efectos de determinar el error debido a que la corriente de resonancia es igual o menor que el valor mínimo determinado de la corriente detectada.

Tal como se ha descrito en lo anterior, debido al efecto del segundo condensador 3a, la corriente de resonancia basada en la inductancia debido al cableado, el segundo condensador 3a y el tercer condensador 3b pasa por el detector de corriente 5 para generar el error. Por otra parte, si bien el segundo condensador 3a impide que los dispositivos de potencia sean destruidos por el voltaje máximo después de la conmutación, el tercer condensador 3b desempeña la función del segundo condensador 3a a efectos de determinar la capacitancia del segundo condensador en el valor 0 al conectar el tercer condensador 3b, el detector de corriente 5 y los dispositivos de potencia con cableados extremadamente cortos, porque la diferencia de voltaje entre el anterior y por detrás del detector de corriente 5, es extremadamente reducida.

Como consecuencia, se impide que la corriente de resonancia fluya en el detector de corriente 5, de manera que se suprime el efecto de la corriente de resonancia aproximadamente a 0.

La figura 8 es un esquema que muestra la disposición conceptual del circuito de un aparato de control de un motor apreciado desde la detección de la corriente.

La componente de inductancia es superior entre el tercer condensador 3b y los dispositivos de potencia mientras que la componente de capacitancia es superior entre los dispositivos de potencia y el motor 4. Con independencia de que el motor 4 comprende arrollamiento, de manera que el motor 4 tiene una gran inductancia, la componente de capacitancia es superior al tomar en consideración el componente de frecuencia oscilante ("ringing"). El motor 4 tiene capacitancia parásita con respecto al estator. Debido a esta situación, se genera resonancia basada en las mencionadas inductancia y capacitancia. La frecuencia de esta resonancia es más rápida que el fenómeno de resonancia generado por la inductancia 2b y 2c debido al cableado entre el primer condensador 2a y el tercer condensador 3b y la capacitancia combinada del segundo condensador 3a y el tercer condensador 3b. Por lo tanto, la corriente que pasa por el detector de corriente 5 resulta una corriente oscilante durante un tiempo a partir de la salida del vector de voltaje, tal como se ha mostrado en la figura 9.

Una medición real de forma de onda en una condición en la que se determina la longitud del cableado en dos metros se muestra en la figura 10.

En esta forma de onda observada, se observa una frecuencia de resonancia aproximadamente de 200 ns con una longitud de cableado de dos metros. Esta frecuencia es más rápida aproximadamente 10 veces más que el fenómeno de resonancia generado por la inductancia 2b y 2c debida al cableado entre el primer condensador 2a y el tercer condensador 3b y la capacitancia combinada del segundo condensador 3a y del tercer condensador 3b. Por lo tanto, es el factor de error más grande en el aparato de control de un motor que se aplica a la medición de la realización anterior.

Las relaciones entre el cableado desde los dispositivos de potencia al motor 4 y los ciclos de resonancia debidos a la existencia o no del motor 4, observadas desde las mencionadas formas de onda, se han mostrado en la figura 11.

Se comprenderá que el ciclo de oscilación es incrementado en un valor constante por la adición del motor 4, y que el ciclo de oscilación se incrementa de forma lineal siguiendo el incremento de longitud del cableado (longitud del cable). En la figura 11, se comprenderá que el cambio de ciclo de tres veces es realizado para la longitud de cable de dos metros a 16 metros, y que el filtro formado en el detector de corriente 5 es necesario que tenga características de frecuencia que se adapten a la frecuencia cuando se determina la frecuencia de corte en una frecuencia baja para la longitud de cable de 16 metros, al tomar en consideración la longitud de vector requerida para que la detección de corriente resulte más larga.

Tal como se comprenderá de lo anterior, la exactitud de medición de la corriente se mejora notablemente al disponer un filtro en el aparato de control del motor aplicado a la medición de la realización anterior, suprimiendo el filtro de manera suficiente la componente de frecuencia de oscilación ("ringing") dentro del rango del error de medición, cuya componente de frecuencia de oscilación ("ringing") se genera basándose en el cableado desde el tercer condensador 3b a los dispositivos de potencia y el cableado desde los dispositivos de potencia al motor 4 y el propio motor 4.

Es preferible que se utilice un filtro que tiene medios de cambio para cambiar la frecuencia de corte, de manera que es posible conseguir una adaptación flexible con el cambio de longitud de cableado y similares, cambiando las características de la frecuencia.

Entonces, este filtro se describe adicionalmente.

Se lleva a cabo la descripción tomando como ejemplo el circuito de filtro primario RC mostrado en la figura 12 como ejemplo, para simplificar la descripción.

La característica de respuesta en escalón de este filtro primario RC está mostrada en la figura 13, mientras que las características de frecuencia del filtro primario RC están mostradas en la figura 14. A condición de que la corriente es detectada en el final del tiempo del vector cuando la longitud mínima del vector es emitida, el valor de CR es determinado utilizando la relación

$$1 - E_s = \{1 - \exp(-t_{\min}/CR)\}$$

(en el que $t_{\min}$ representa el tiempo o temporización de la detección de tiempo) a partir del error permisible E_s debido a la velocidad de respuesta del tiempo de detección. La frecuencia de corte f_0 del filtro es calculada a partir del valor. La magnitud de oscilación ("ringing") E_s/V_r a suprimir se calcula de la amplitud V_r de la oscilación en $t_{\min}$ y el error permisible E_s debido a la oscilación ("ringing"). Y, la frecuencia de la misma f_r se obtiene a partir de la magnitud E_s/V_r .

Por lo tanto, la exactitud de la detección de la corriente se puede mejorar determinando la longitud del cableado desde el inversor 3 al motor 4 haciendo la frecuencia de resonancia igual o superior a la frecuencia de oscilación f_r .

La medición real de la forma de onda en un caso que no se lleva a cabo filtrado, se muestra en la figura 15, mientras que la medición real de la forma de onda en un caso de utilizar un amplificador más lento (25 V/μs), se muestra en la figura 16.

Haciendo referencia a las figuras 15 y 16, se comprenderá que la oscilación se puede suprimir de manera efectiva al utilizar el amplificador más lento. En otras palabras, la oscilación se puede suprimir de manera efectiva al utilizar el filtro que utiliza la proporción pasante del amplificador.

Cuando la forma de onda cuadrada con la frecuencia f y la amplitud $V_{\max}$ es amplificada por el amplificador que tiene una proporción pasante $f \times V_{\max}$ (V/s), la amplitud pasa a ser la amplitud $V_{\max}/2$, tal como se muestra en la figura 17, de manera que pasa a ser la llamada frecuencia de corte con respecto a la componente de mayor frecuencia que se reduce notablemente, mientras que la componente de menor frecuencia puede pasar.

La figura 18 es un esquema de circuito eléctrico que muestra una disposición de una sección de salida de corriente 5b de un ejemplo.

Esta sección de salida de corriente 5b tiene un amplificador operativo 5b1, una resistencia 5b3 y un condensador 5b4. Se suministra una señal de entrada al terminal de entrada de no inversión del amplificador operativo 5b1, el terminal de entrada de inversión del amplificador operativo 5b1 se conecta a masa mediante una resistencia 5b2, y se emite una señal de salida desde el terminal de salida del amplificador operativo 5b1. La resistencia 5b3 y el condensador 5b4 son conectados en paralelo entre sí entre el terminal de entrada de no inversión y el terminal de salida de amplificador operativo 5b1.

La forma de onda de medición en un caso del condensador 5b4 omitida, se muestra en la figura 19, mientras que la forma de onda de medición real en un caso en el que se dispone en el condensador 5b4, se muestra en la figura 20. Cuando se comparan las figuras 19 y 20 entre sí se comprende que se suprime, no solamente los valores máximos ("overshoot"), sino también los valores mínimos ("undershoot") de manera notable al disponer el condensador 5b4, y que se logra la mayor velocidad a pesar de la restricción en la amplitud de banda.

La figura 21 es un esquema que muestra de un aparato de control de un motor al que se le ha aplicado un aparato de detección de corriente de fase de tipo anteriormente conocido.

El aparato de control del motor es distinto del aparato de control del motor de la figura 6 en que el circuito de resonancia en serie LC 5c está conectado a la resistencia en derivación 5a en paralelo. La frecuencia de resonancia de este circuito de resonancia LC 5c es igualada a la frecuencia de oscilación generada por el cableado desde el tercer condensador 3b a los dispositivos de potencia, cableado desde los dispositivos de potencia al motor 4, y el propio motor 4.

Cuando se utiliza esta disposición, la corriente debida a la oscilación, es derivada por el circuito de resonancia serie LC 5c, de manera que se mejora la exactitud de detección de la corriente.

La figura 22 es un esquema que muestra una disposición de un aparato de control del motor al que se ha aplicado un aparato de detección de corriente del tipo anteriormente conocido.

Este aparato de control de un motor es distinto del aparato de control de un motor de la figura 6 por el hecho de que la salida de corriente del detector de corriente 5 es suministrada a una CPU 7, la salida de la CPU 7 es suministrada a un circuito de control 7a, y la salida de control del circuito de control 7a es suministrada al inversor 3 (dispositivos de potencia).

Cuando se utiliza esta disposición, el detector de corriente 5 detecta secuencialmente la corriente que pasa en el enlace CC y la suministra a la CPU 7.

La CPU 7 muestrea la corriente en cada temporización de detección de corriente, y detecta una corriente de fase basada en el proceso que se ha dado a conocer en la referencia citada. Entonces, la CPU 7 lleva a cabo el proceso para el control del motor, tal como control de velocidad, control de corriente y similares, y especifica un vector de voltaje de salida para el circuito de control 7a. El circuito de control 7a controla elementos de conmutación de los dispositivos de potencia, de acuerdo con la instrucción de la CPU 7, de manera que el inversor 3 suministra voltajes (corrientes) al motor 4. La referencia citada utiliza el hecho de que la corriente de fase aparece en el enlace CC dependiendo de la condición de conmutación de los dispositivos de potencia, y detecta la corriente de fase. Este aparato de control de un motor detecta de manera similar la corriente de fase.

Cuando la corriente de fase es detectada en el aparato de control del motor que tiene la disposición antes explicada, la detección de corriente para un impulso delgado pasa a ser el problema, tal como se ha mostrado en la referencia citada.

Cuando se envía el impulso extremadamente delgado (la longitud del vector de voltaje es extremadamente reducida), procesos tales como restricción de la amplitud mínima de impulso (longitud mínima del vector de voltaje) o similares, porque la medición de la corriente es imposible de realizar. Sin embargo, cuando la longitud mínima del vector de voltaje se hace más larga, aparece la desventaja de que los vectores de voltaje que no pueden ser emitidos, aumentan, de manera que la forma de onda de voltaje (corriente) se deforma. Por lo tanto, es necesario determinar en un valor lo más corto posible la longitud del vector de voltaje mínimo.

La eliminación del efecto de oscilación ("ringing") o similar para los impulsos delgados describe a continuación, pero es necesario que la temporización de la detección se corresponda a la corriente tomando en consideración el retardo debido a los dispositivos y otros para llevar a cabo una detección precisa de la corriente.

El retardo de cada sección es mostrado en la figura 23.

El retardo de puerto de la CPU 7, el retardo del circuito de control 7a, y el retardo del dispositivo de potencia se añaden, y la suma representa el retardo total. Si bien se ha mostrado solamente el retardo ascendente en la figura 23, se genera de manera similar el retraso descendente.

En un circuito utilizado habitualmente, estos retardos son de varios centenares de ns, respectivamente y el retardo total es de 500 ns a 1µs que varía hasta aproximadamente un valor doble dependiendo de la temperatura, dispersión y similares. Por lo tanto, el cambio en el tiempo de retardo no puede ser ignorado cuando se tiene en cuenta una restricción de impulsos menor de 1µs, aproximadamente.

Teniendo ello en consideración, se miden una o varias relaciones de, como mínimo, un tiempo de retardo ascendente o descendente o forma de onda de corriente de la corriente que pasa por el enlace CC correspondiente a la instrucción de la CPU 7, a continuación, se determina la temporización de detección de corriente o vector de voltaje mínimo basándose en el resultado de la medición, pudiendo de esta manera hacer corresponder la temporización de la detección con la corriente.

Se lleva a cabo a continuación la descripción adicional con la referencia a la figura 24.

La figura 24 es un esquema útil para comprender el procedimiento de medición de la forma de onda de la corriente.

Se supone que la salida del dispositivo de potencia tiene lugar después de cada retardo a partir de la temporización de la instrucción de salida.

Dado que la forma de onda de la corriente es una forma de onda repetición en cada PWM, aunque los tiempos desde el inicio de la salida hasta la interrupción de la misma son diferentes entre sí, se cree que la forma de onda de estructura similar se repite en cada intervalo del PWM.

Cuando la corriente se detecta en varios tiempos de retardo de detección de la corriente para cada PWM, se mide qué forma de onda es emitida desde el tiempo de inicio de la salida. De manera similar en el caso descendente, se mide también qué forma de onda es emitida desde la interrupción del tiempo de salida.

Por lo tanto, se obtienen de manera similar, mediante esta operación la totalidad del tiempo de retardo ascendente, tiempo de retardo descendente, forma de onda de oscilación ascendente, y similares.

Es suficiente que el tiempo ascendente total + el tiempo de convergencia de la forma de onda de oscilación (tiempo hasta que el circuito se ha estabilizado) se determine con un límite inferior del retardo de detección de corriente, tal como se ha mostrado en la figura 25(a), y que el tiempo total ascendente + el tiempo hasta que el circuito se estabiliza – el tiempo total descendente (el tiempo total descendente es el tiempo desde la temporización de interrupción de salida hasta el inicio descendente) se determina que se encuentra en el límite inferior de la longitud mínima del vector, entonces la corriente de fase es medida de manera segura, a pesar del tiempo de retardo. Desde luego, los valores límite inferiores se utilizan como valores mínimos, respectivamente.

Se supone que el retardo, tal como el tiempo de captación del detector de corriente 5 es detectado como incluido en cada retardo, dado que la medición se lleva a cabo utilizando el detector de corriente 5 del aparato de la figura 22.

Es preferible que la medición de cada retardo de tiempo para la instrucción de la CPU 7 se lleve a cabo bajo la condición de que pase una corriente CC al motor 4 al inicio. En este caso, el valor de la corriente no cambia, y la amplitud del PWM no cambia, por lo tanto, se puede llevar a cabo una medición precisa. La medición debe ser llevada a cabo al inicio porque es difícil por el paso de corriente CC después del inicio.

También es preferible que el de comparación de triángulo se utilice para la generación de forma de onda PWM, y que se lleve a cabo la medición del tiempo de retardo y otros, correspondiendo a la instrucción de la CPU 7 y a la medición de corriente de la detección de corriente de fase, en la pendiente ascendente y descendente, respectivamente.

La figura 26 es un diagrama que muestra la corriente en el enlace CC en el procedimiento de comparación de onda de triángulo.

Vn es un ejemplo de un vector de voltaje de salida. En el procedimiento de comparación de onda de triángulo, se emiten dentro de la portadora dos vectores de voltaje en sincronismo entre sí, de manera que se observan dos formas de onda de corriente en sincronismo entre sí. Por lo tanto, es preferible que una se utilice para detección de corriente de fase mientras que la otra se utiliza para medición del tiempo de retardo. De esta manera, la medición de la corriente de fase es llevada a cabo con la medición del tiempo de retardo en todos los casos, de manera que se mejora la exactitud de la detección de la corriente.

Cuando se utiliza el procedimiento de comparación del diente de sierra para la generación de forma de onda de PWM, es imposible que la detección de la corriente de fase y la medición del tiempo de retardo sean llevados a cabo dentro de una portadora, porque no existe el sincronismo tal como en el caso anterior. Sin embargo, en este caso, se mejora la precisión de la detección de la corriente al interrumpir apropiadamente la detección de la corriente de fase y llevando a cabo la medición del tiempo de retardo.

Un compresor cerrado puede ser impulsado por el motor 4 que es controlado por cada uno de los aparatos de control del motor anteriormente indicados.

Un compresor cerrado o hermético es controlado habitualmente por posición sin sensor (procedimiento para detectar la posición de rotación de un rotor sin detección de posición). En estos últimos años, es efectivo que cada una de las realizaciones anteriores es aplicada si detecta con precisión el voltaje de fase de la corriente del enlace CC, porque se ha desarrollado la técnica para detectar una posición de rotación de un rotor utilizando voltajes de fase, corrientes de fase, y constantes de equipo.

Un compresor cerrado tiene una disposición en la que el motor está dispuesto dentro de un espacio en el que está cerrado aceite refrigerante y aceite del aparato de refrigeración, por lo tanto, la constante dieléctrica es superior a la del aire. Como consecuencia, es particularmente eficaz la aplicación de los ejemplos de las figuras 8/26.

A continuación, se describirá un ejemplo de la técnica anterior, que lleva a cabo la detección de la corriente de fase utilizando una resistencia en derivación.

La figura 27 es un esquema que muestra un circuito equivalente de la resistencia en derivación. Se conectan en serie un componente de resistencia R_s y una inductancia parásita L_s .

- 5 Suponiendo que la corriente que pasa por la resistencia en derivación es I_s , y la frecuencia es ω , la inductancia parásita genera la fuerza electromotriz $j\omega L_s I_s$ que provoca error de medición. Este error se hace mayor para componente de frecuencia más elevada, de manera que pasa a ser el problema importante, particularmente cuando se efectúa la medición de una corriente de alta frecuencia, tal como una corriente de impulsos.

- 10 En la figura 28, se muestra un diagrama de Bode de una función de transferencia desde I_s en la que $R_s = 0,0025 \Omega$ y $L_s = 10 \text{ e}^{-9}$ para detectar voltaje ($R_s + j\omega L_s$). Se comprenderá de la figura 28 que existe cero aproximadamente a 40 kHz, y que la amplitud se incrementa a frecuencias iguales o superiores a la frecuencia. Cuando se diseña habitualmente un circuito de detección de corriente, los ruidos son reducidos al restringir la banda igual o superior a la banda de detección de corriente necesaria. Cuando se tiene que medir un impulso de corriente, la banda de detección de corriente se requiere aproximadamente de 1 MHz. Por lo tanto, se presenta la desventaja de que una
15 corriente a alta frecuencia pasa a ser un ruido, de manera que no se puede llevar a cabo la medición precisa de la corriente en la resistencia en derivación teniendo dicha situación en cero.

Este efecto es anulado, de manera que la detección de la corriente es llevada a cabo de manera precisa y rápida al disponer un filtro en el detector de corriente, cancelando el filtro la fuerza electromotriz debida a la inductancia parásita L_s .

- 20 La figura 29 es un diagrama que muestra esta disposición de circuito de un ejemplo. Un filtro R_c está dispuesto a la salida de la resistencia en derivación.

Un condensador C_c y una resistencia R_c para anular la fuerza electromotriz debida a la inductancia parásita L_s se determinan para que satisfaga la relación $C_c R_c = L_s / R_s$.

- 25 La función de transferencia desde un voltaje generado en la resistencia en derivación a la salida V_0 pasa a ser $1/(j\omega C_c R_c + 1)$.

Cuando la función de transformación en la que se cumple $C_c = 0,1 \text{ e}^{-6} \text{ F}$, y $R_c = 40 \Omega$ se representa con un esquema de Bode, el esquema pasa a ser un esquema tal como el mostrado en la figura 30, de manera que se comprende que existe un polo aproximadamente a 40 kHz.

- 30 La función de transferencia de la corriente I_s a la salida V_0 en dicha situación pasa a ser $V_0 = (R_s + j\omega L_s) I_s / (1 + j\omega C_c (R_s + R_c) - \omega^2 L_s C_c)$ y características se hace una características planas hasta más de 100 MHz, tal como se ha mostrado en la figura 31 y resulta también característica atenuante en la zona de alta frecuencia, de manera que no se produce efecto debido a ruidos y la corriente de fase se puede medir de forma precisa.

- 35 Es decir, la característica plana para más de 100 MHz se obtiene determinando el polo a una frecuencia (por ejemplo, 40 kHz) que es menor que la banda (por ejemplo, 1 MHz) requerida para el circuito de detección de la corriente.

El desplazamiento entre el polo y cero se muestra como diferencia de ganancia entre la alta frecuencia y la baja frecuencia, de manera que la característica de frecuencia puede ser conformada para que adopte la estructura deseada teniendo un desplazamiento ligero.

- 40 Por ejemplo, se puede determinar una elevada ganancia de frecuencia > ganancia de frecuencia baja a efecto de aumentar la elevación del impulso determinando polo > cero. Cuando el desplazamiento se hace demasiado grande, el desplazamiento provoca error de medición. Por lo tanto, es preferible que se determine el ajuste como ajuste aproximado dentro del rango para no provocar error de medición.

- 45 En la resistencia en derivación, la componente de corriente que fluye impide la medición de la corriente de oscilación y similares. Al filtrar adicionalmente este componente se puede llevar a cabo una medición con error extremadamente reducido y de elevada exactitud. La medición de la forma de onda en utilización real cuando se cancela la inductancia parásita L_s , se muestra en la figura 32, mientras que la medición de la forma de onda en utilización real cuando se cancela el componente de oscilación innecesaria, se muestra en la figura 33. Tal como se comprenderá de las figuras 32 y 33, es posible una medición de la corriente extremadamente satisfactoria aplicando dos especies de filtrado.

- 50 Tal como se ha descrito en lo anterior, se puede generar a cero de varias decenas de kHz debido a la componente

de inductancia que es parásita con respecto a la resistencia en derivación. Cuando se mide una corriente de impulsos que tiene una componente de varios MHz, se genera un voltaje pico elevado. Cuando se introduce directamente en un elemento activo, tal como un amplificador o similar, no se puede llevar a cabo la amplificación precisa o bien se debe utilizar un dispositivo de circuito muy oneroso por el efecto de la restricción por la proporción y rango dinámico de un amplificador.

Por lo tanto, la forma de onda es pasada previamente a través del filtro para su conformación a la forma de onda adecuada para la medición y, a continuación, la forma de onda conformada es introducida en el elemento activo, tal como un amplificador, de manera que resulta posible la medición de la corriente sin los problemas anteriores.

Puede ser posible que se disponga un filtro en una etapa posterior con respecto a un elemento activo, tal como un amplificador, en el que se ha detectado el rango dinámico como un rango grande, lo cual presenta el problema de que cuando el detector de corriente tiene que ser integrado porque el filtro, es difícil de integrar. Dicho filtro observa una forma de onda de corriente extremadamente satisfactoria, de manera que el circuito en una etapa posterior con respecto al filtro, puede ser integrado disponiendo el filtro en las proximidades de la resistencia en derivación.

Tal como se ha mostrado en la figura 34, se genera un flujo magnético alrededor de la resistencia en derivación cuando fluye corriente en la resistencia en derivación. Cuando este flujo pasa por dentro de un bucle formado con ambos extremos de la resistencia en derivación y un circuito, tal como un amplificador o similar, se genera una fuerza electromotriz. Esta fuerza electromotriz pasa a ser un ruido, de manera que se genera un error de medición. Por lo tanto, este ruido se reduce al diseñar el bucle tan pequeño como sea posible, en un caso habitual, existiendo un límite en la reducción de ruido, basado en la restricción de las dimensiones de la resistencia en derivación, restricción en la posición para la disposición del amplificador y otros. No obstante, una reducción de ruido es realizada al disponer una sección de anulación del ruido para anular la fuerza electromotriz debido al enlace del flujo.

La figura 35 muestra un ejemplo de lo indicado. En este caso, la disposición se utiliza de manera que los bucles formados por el cableado son cruzados de manera que el flujo en el lado de la resistencia en derivación y el flujo en el lado del amplificador se anulan. Por lo tanto, la fuerza electromotriz debida a enlace de flujo se cancela, de forma que se mejora la exactitud de la detección de la corriente.

La figura 36 es un esquema que muestra una disposición de implementación que no está afectada por ruido debido al flujo. En este caso, la disposición para que no quede afectada por el flujo es realizada disponiendo el circuito en paralelo con respecto a un plano formado con flujo debido a la corriente.

Cuando se realiza el cableado mostrado en la figura 37 (cableado llevado a cabo de manera general tal como anteriormente), se genera error en la corriente de medición por la corriente de ruido y resistencia parásita del cableado. El ruido generado en la entrada del circuito de detección de la corriente se puede reducir disponiendo dicha sección de anulación del ruido y utilizando el dispositivo de implementación de manera que no reciba ruidos o evitando de los mismos. Sin embargo, no es fácil reducir la corriente de ruido que fluye a masa del microordenador. Por lo tanto, la masa de la señal del circuito de detección de corriente y la masa del microordenador están conectadas entre sí en un extremo de la resistencia en derivación, tal como se ha mostrado en la figura 38. Como consecuencia, se impide que tenga lugar que la corriente que fluye a la masa del microordenador cambie el potencial de la masa de la señal y lo haga como ruido, de manera que se puede llevar a cabo la medición de la corriente con precisión.

Al disponer una bobina de reactancia de modalidad común, tal como se ha mostrado en la figura 39, la señal de modalidad común no se puede transferir, se reduce el ruido de la corriente que fluye hacia masa del microordenador, de manera que se impide la generación de ruido.

La invención tiene el efecto característico de que la precisión de la detección de la corriente se mejora al impedir la oscilación de la corriente debido a resonancia en el detector de corriente.

La invención tiene el efecto característico de que el error de medición disminuye notablemente y se mejora la exactitud de la medición de la corriente.

La invención tiene el efecto característico de que el efecto de resonancia de la corriente se suprime casi a cero y se mejora la exactitud de la medición de la corriente.

La invención, según una realización preferente, tiene el efecto característico de que se reduce notablemente no solamente la sobretensión sino también el subtenión.

REIVINDICACIONES

1. Aparato para el control de un motor que suministra potencia desde un inversor PWM (3) a un motor (4)m que comprende:

- un primer condensador (2a) para suavizar la potencia rectificada procedente de una alimentación de potencia CA,

5 - un segundo condensador (3a) dispuesto en las proximidades de los dispositivos de potencia del inversor, para proteger los dispositivos de potencia, y

- un aparato (5) de detección de la corriente de fase, que detecta una corriente de fase del motor (4) basándose en la corriente de un enlace CC y un modelo de vector a aplicar, incluyendo un detector de corriente (5a) dispuesto entre el primer y segundo condensadores (2a, 3a),

10 caracterizado por

un tercer condensador (3b) dispuesto en paralelo con respecto al primer condensador en un lado situado algo más arriba con respecto a un detector de corriente, y con cableado extremadamente corto al dispositivo detector de corriente y a los dispositivos de potencia,

15 de manera que dicho primer condensador (2a) tiene una capacitancia mayor que la capacitancia de dicho segundo y tercer condensadores (3a, 3b), y la capacitancia del segundo condensador (3a) se ajusta al valor más reducido posible dentro de un rango en el que no se destruyen los dispositivos de potencia por un sobrevoltaje debido a la conmutación y de manera que la corriente en el detector de corriente (5a), debido a un fenómeno de resonancia generado por una capacitancia combinada del segundo condensador (3a) y el tercer condensador (3b) y una inductancia de cableado entre el primer condensador (2a) y el tercer condensador (3b) es igual o menor que una
20 corriente mínima que se puede detectar por el detector de corriente (5).

2. Aparato para el control de un motor según reivindicación 1,

caracterizado porque:

- la relación de capacitancia entre dicho segundo condensador (3a) y dicho tercer condensador (3b) es ajustado de manera que dicha corriente en el detector (5a) debida dicho fenómeno resonancia se suprime.

25 3. Aparato para el control de un motor según una de las reivindicaciones anteriores,

caracterizado porque:

-detector de corriente (5) comprende un amplificador (5b1) que comprende un amplificador operativo (5b1) y está habilitado en su ancho de banda por una capacitando de realimentación (5b1).

30

Fig. 1

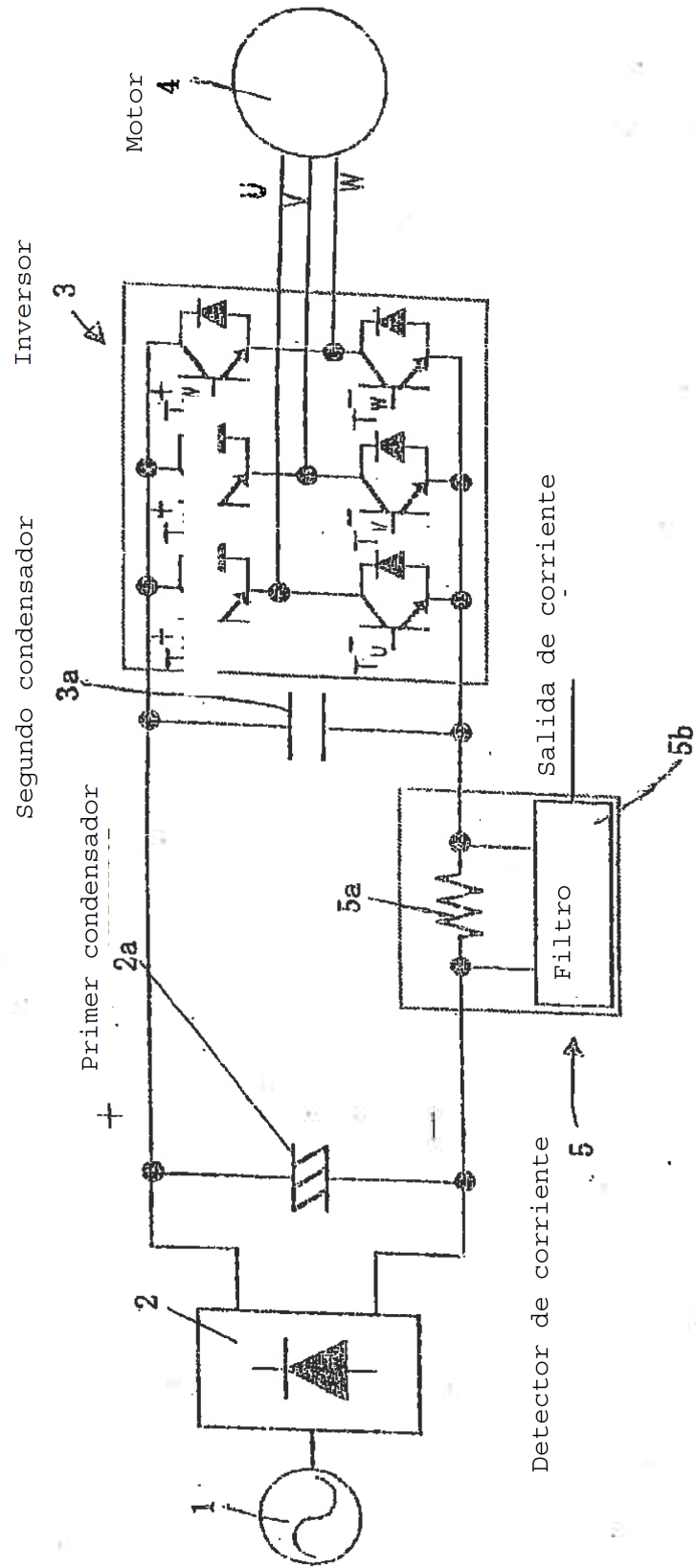


Fig. 2

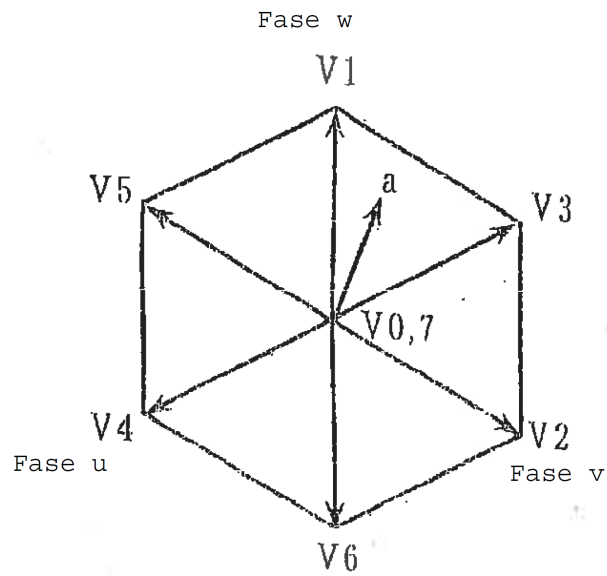


Fig. 3

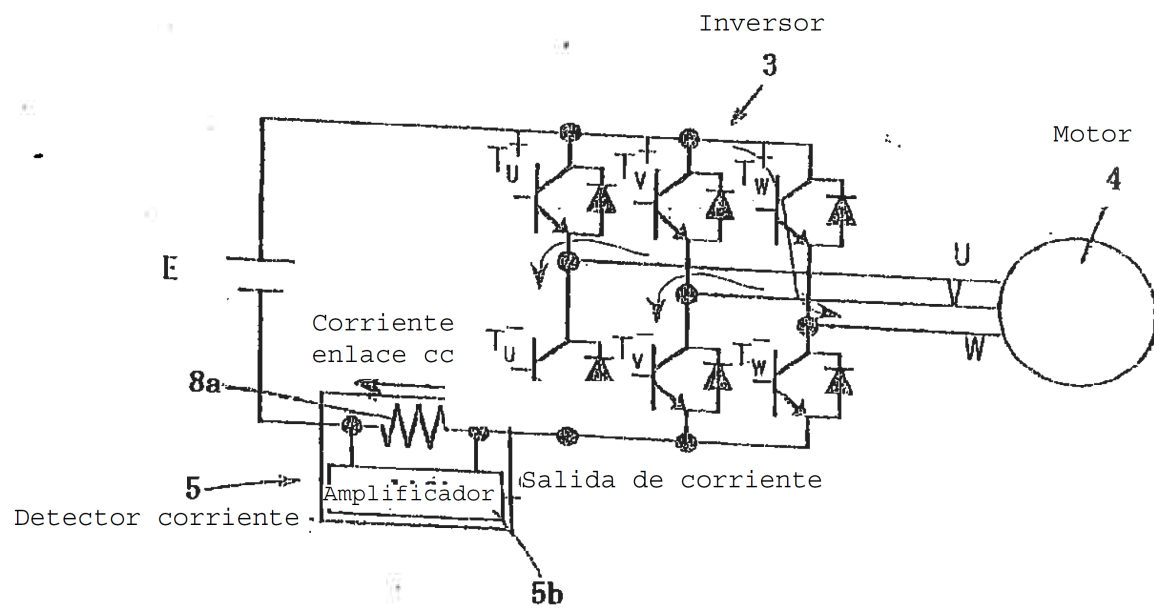


Fig. 4

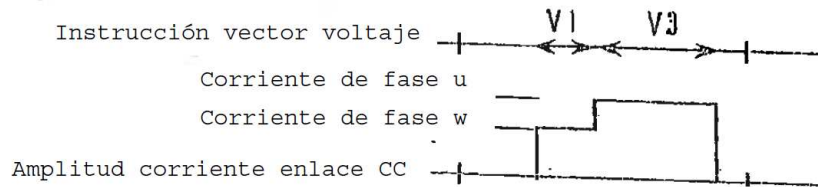


Fig. 5

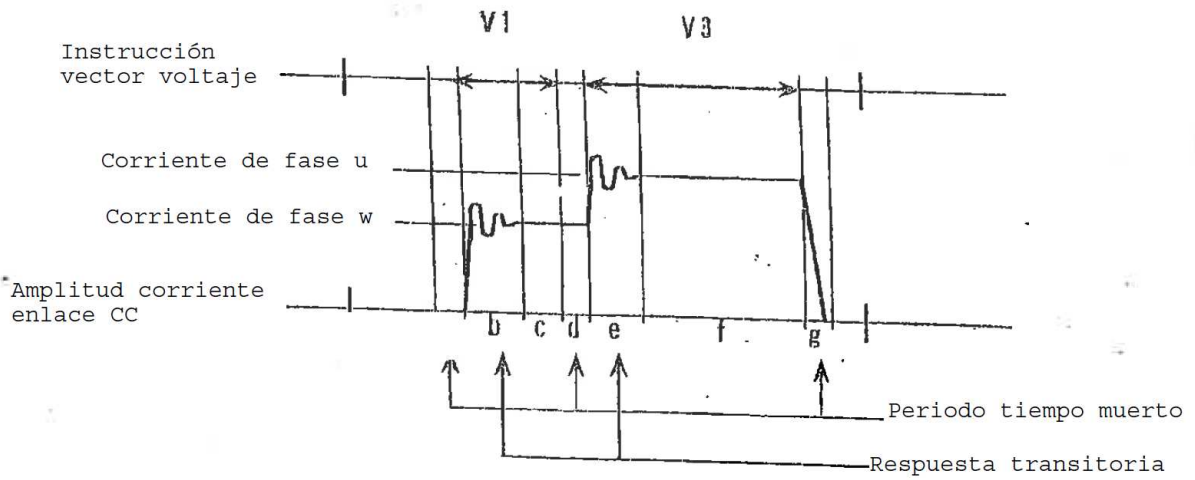


Fig. 6

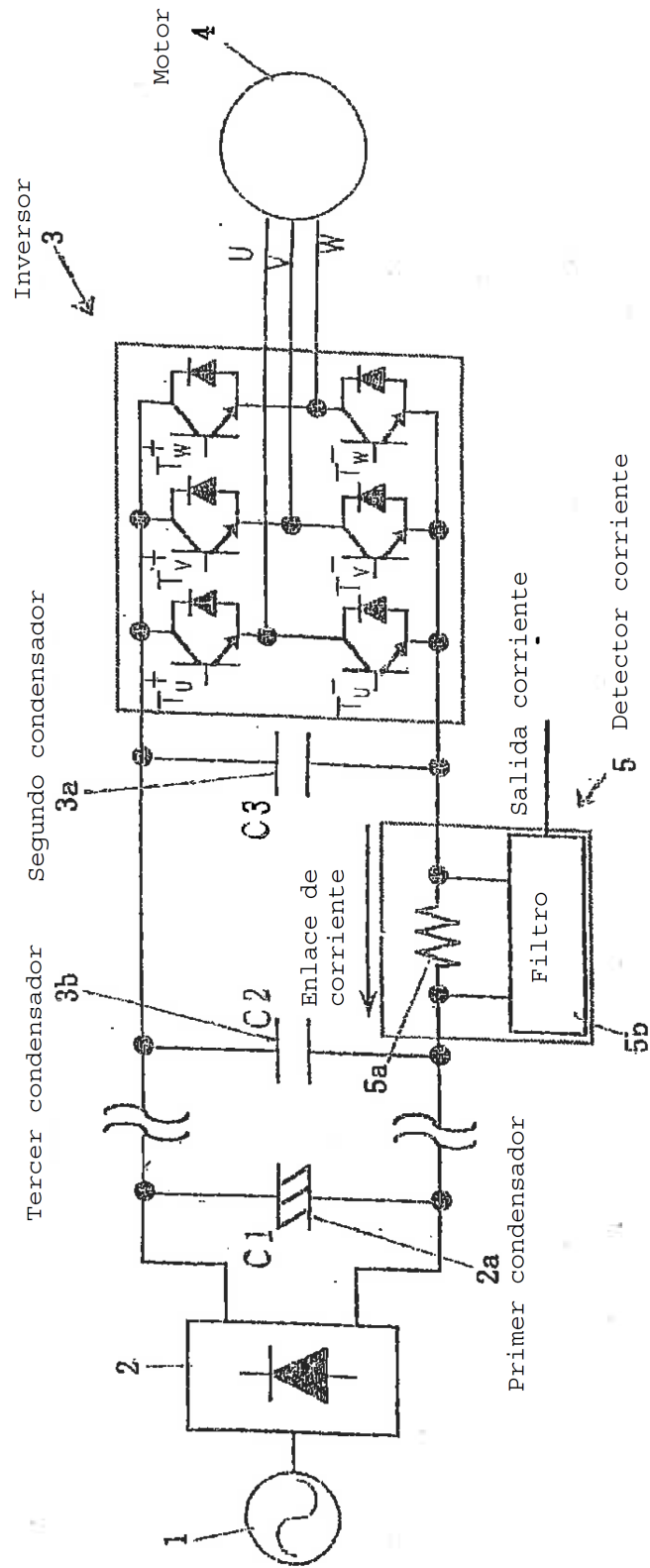


Fig. 7

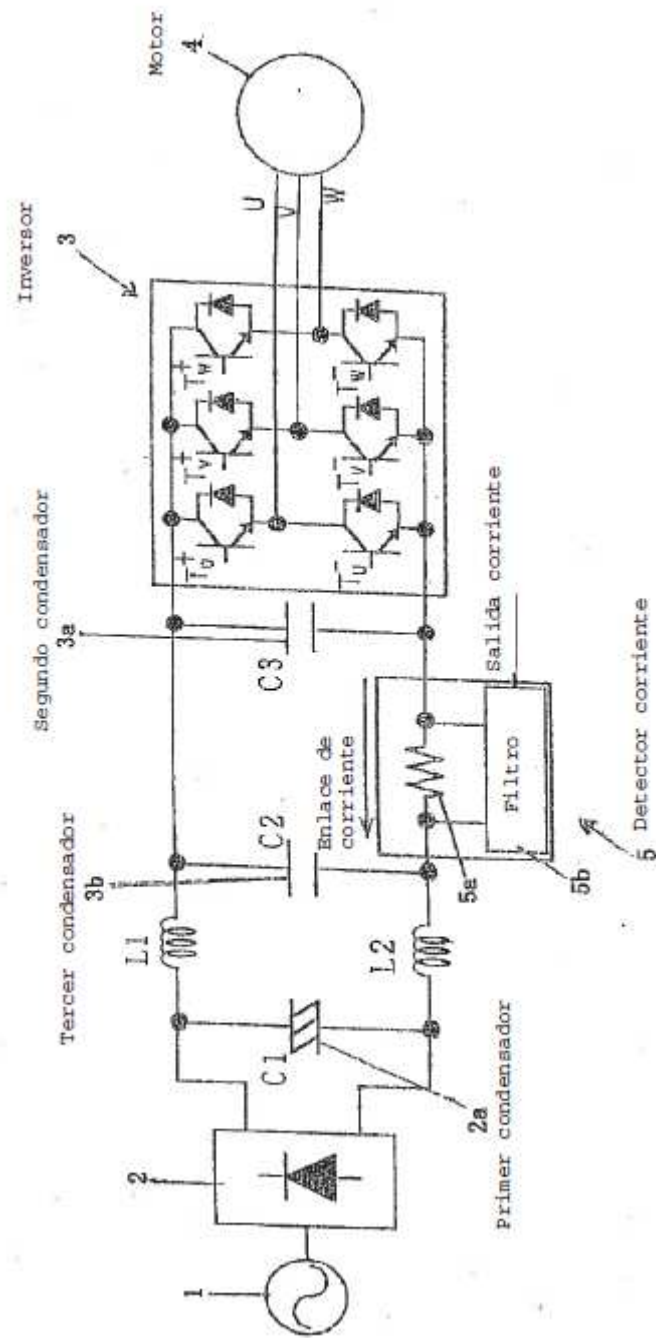


Fig. 8

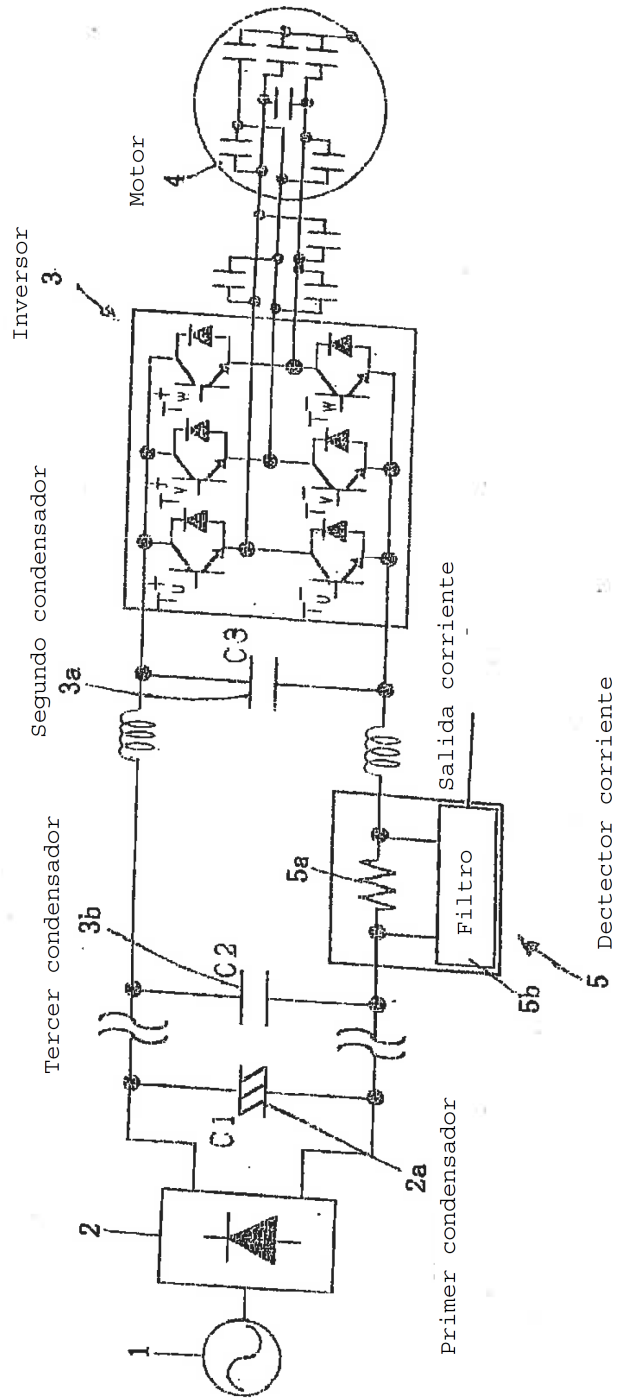


Fig. 9

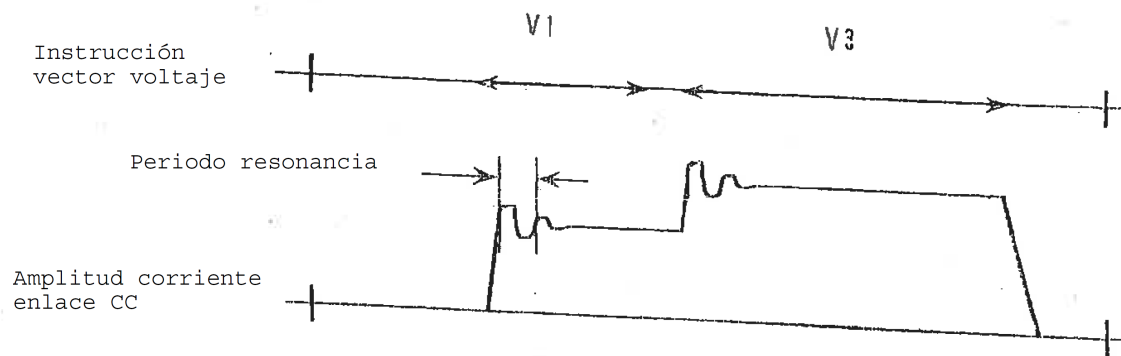


Fig. 10

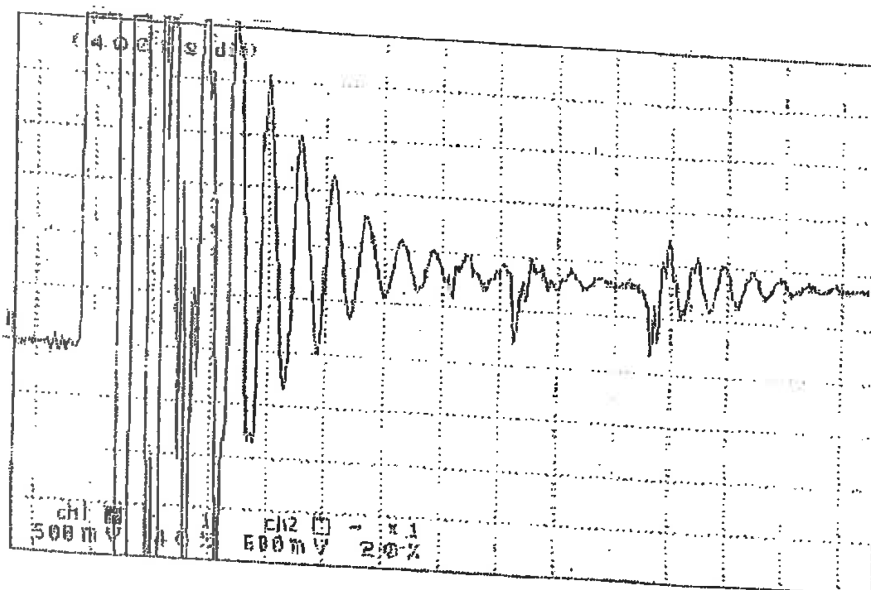


Fig. 11

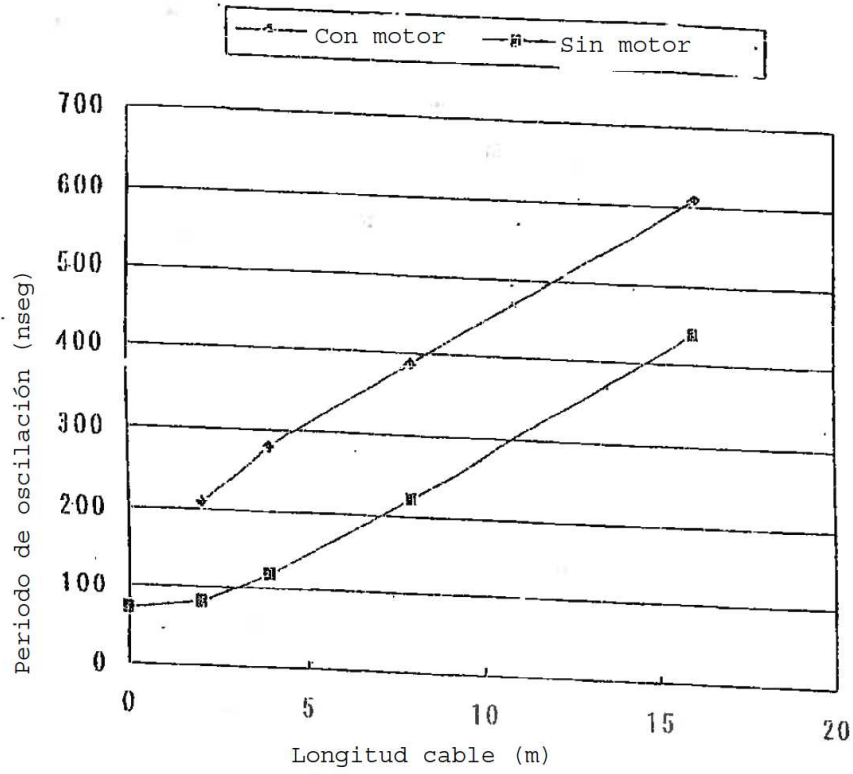
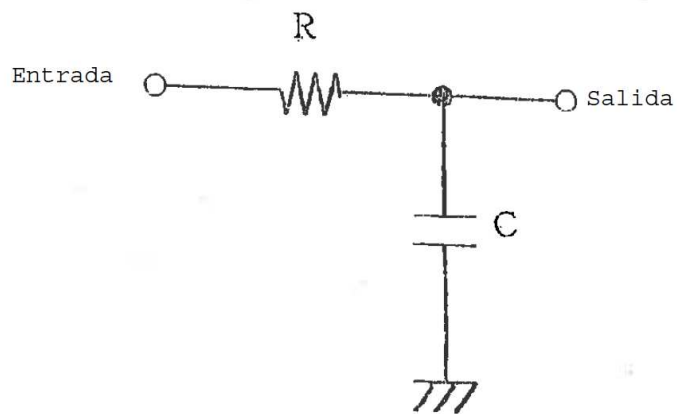
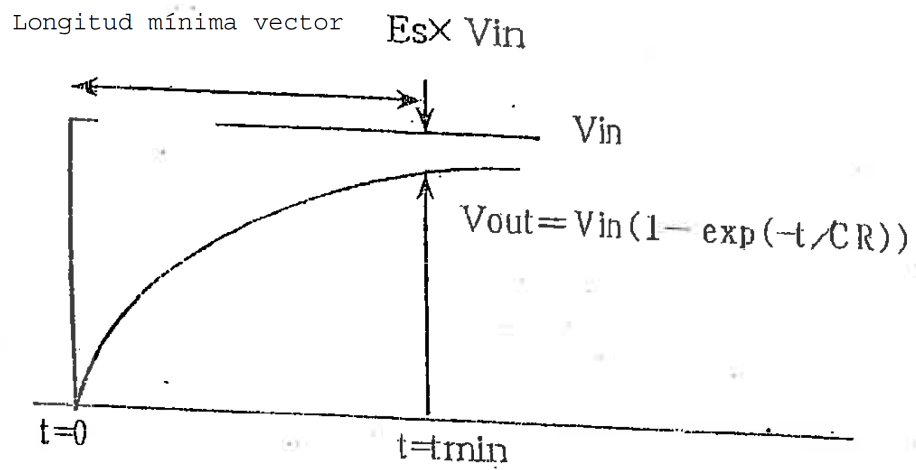


Fig. 12



F i g. 13



F i g. 14

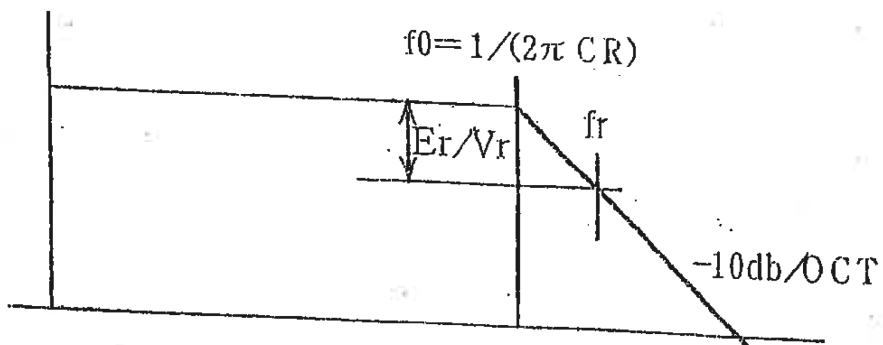


Fig. 15

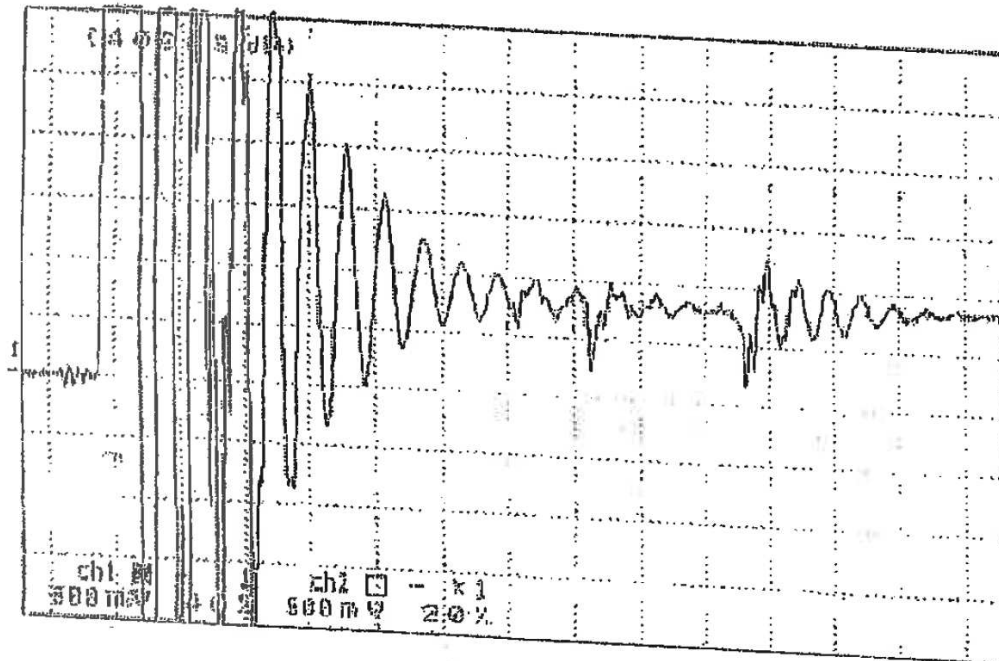


Fig. 16

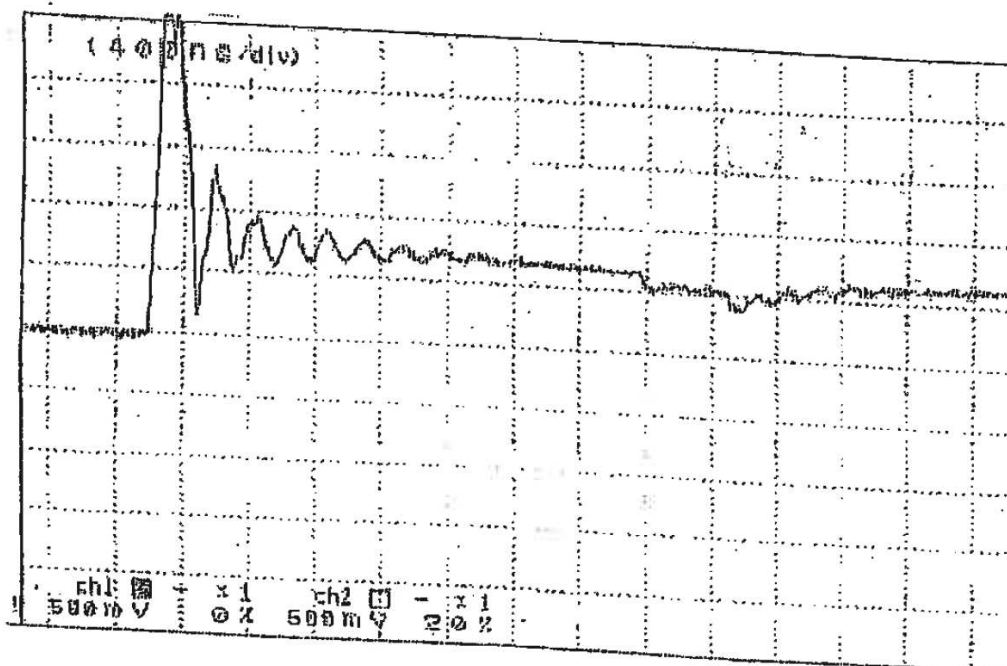


Fig. 17

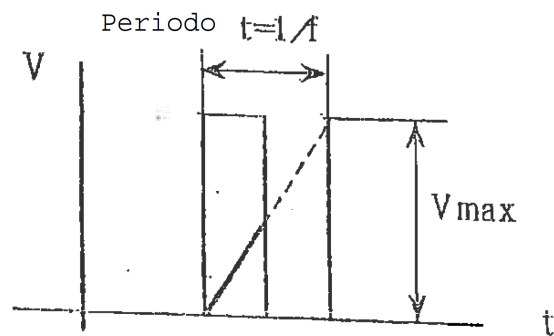


Fig. 18

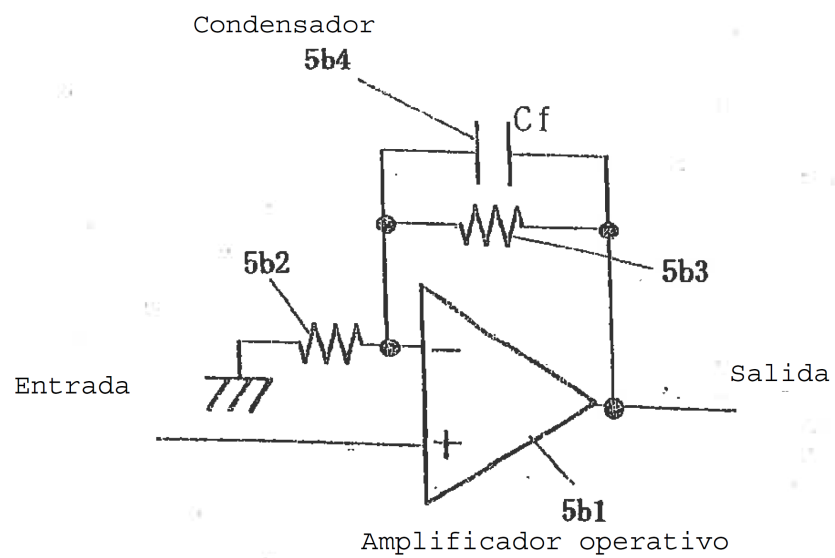


Fig. 19

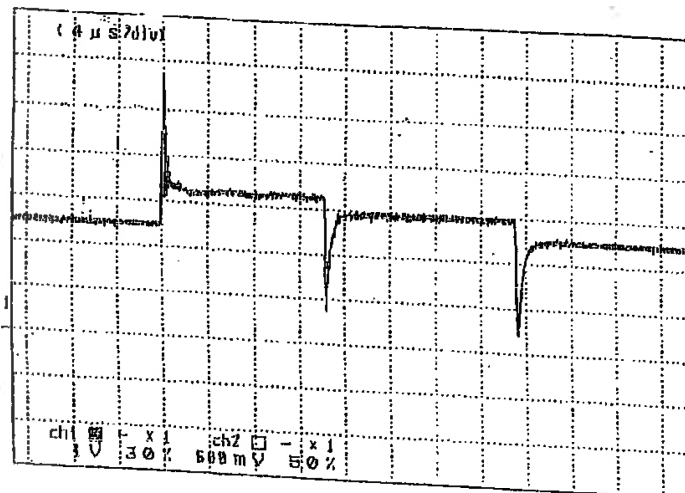


Fig. 20

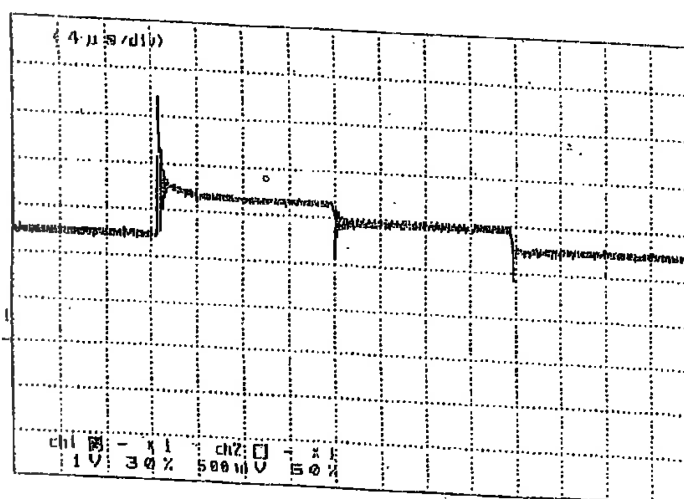


Fig. 21

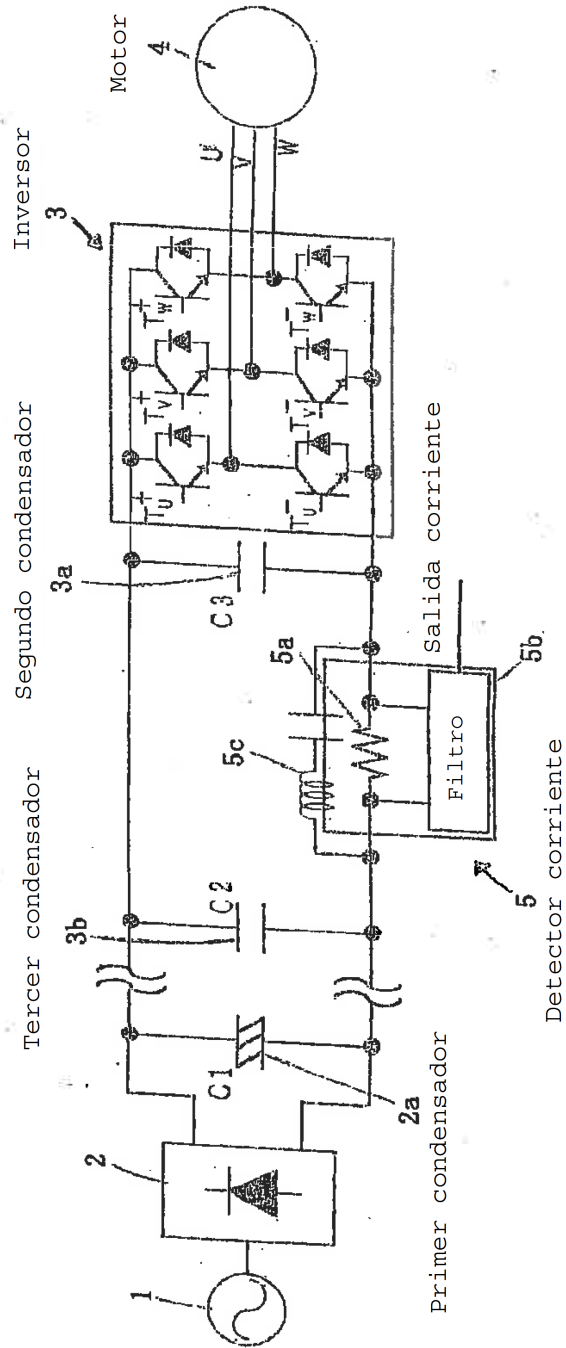
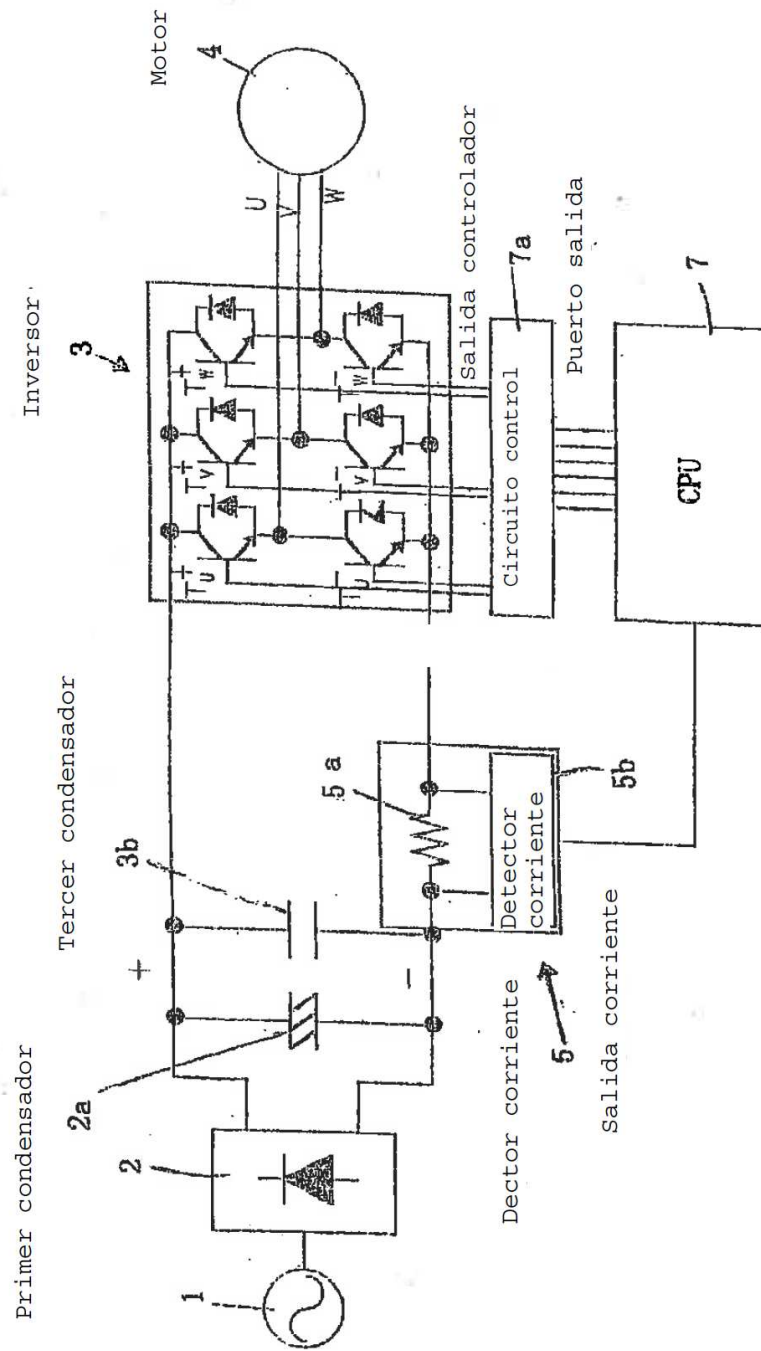
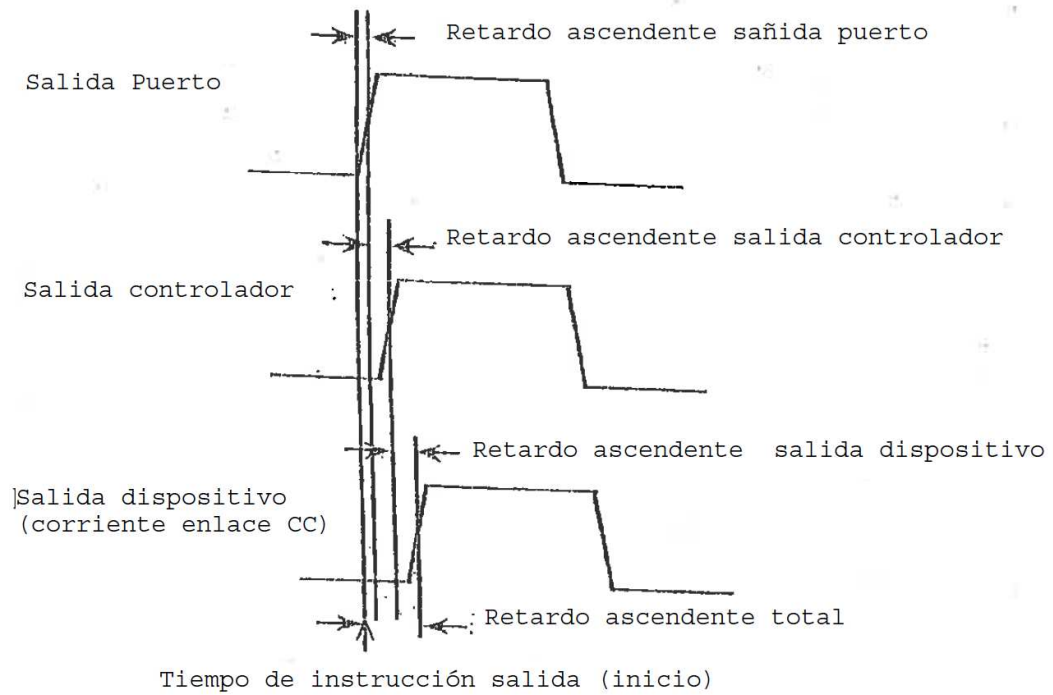


Fig. 22



F i g. 23



F i g. 24

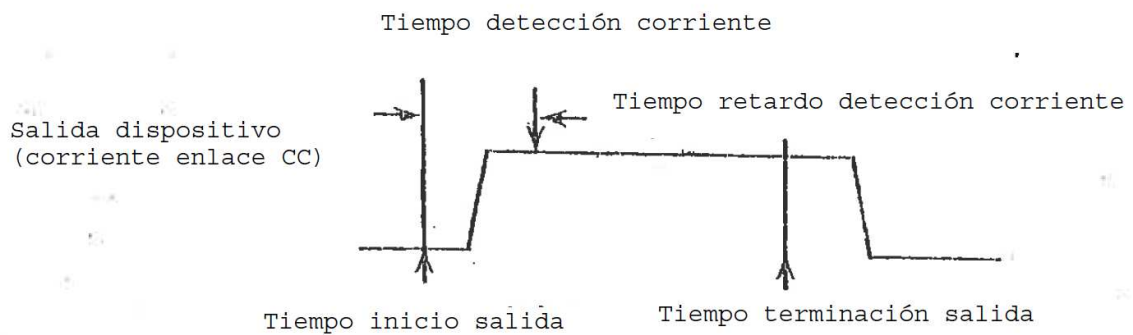


Fig. 25

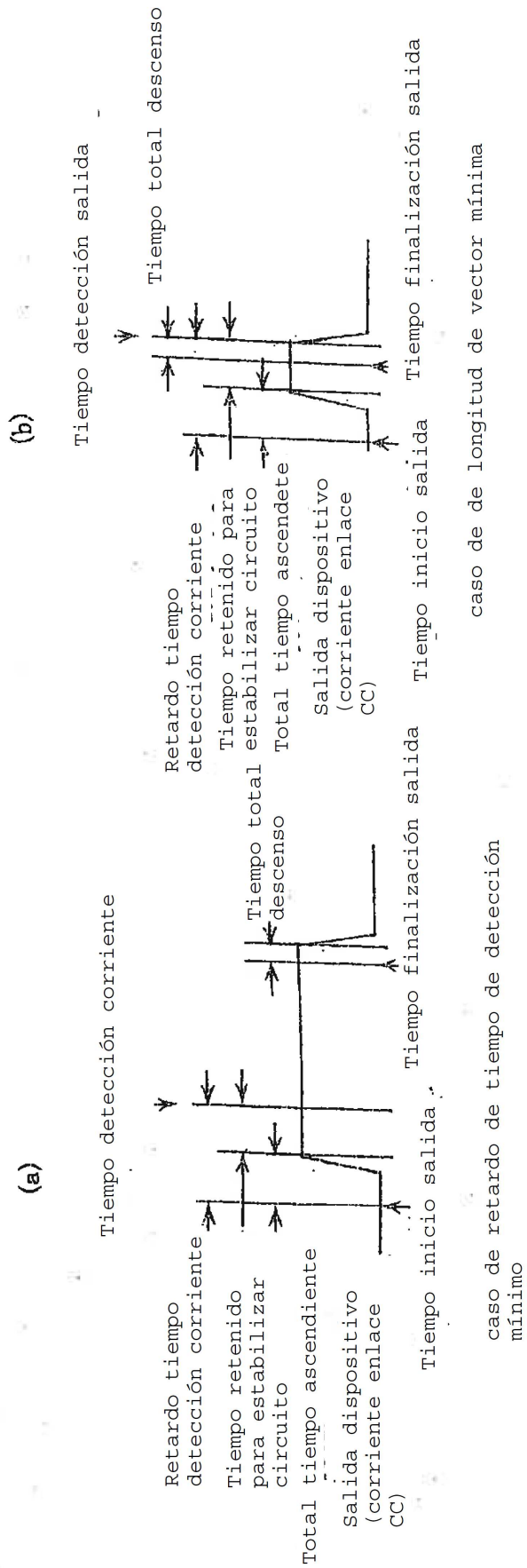
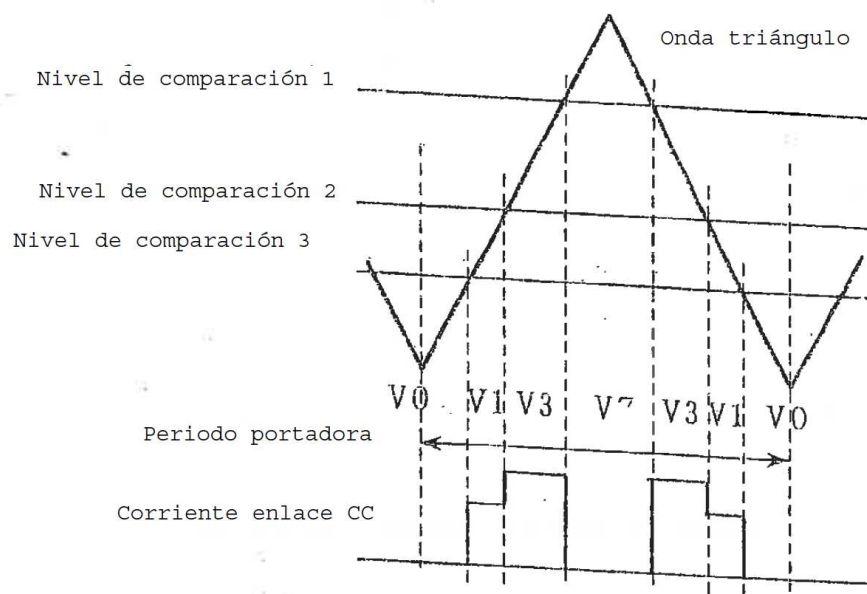


Fig. 26



F i g . 2 7

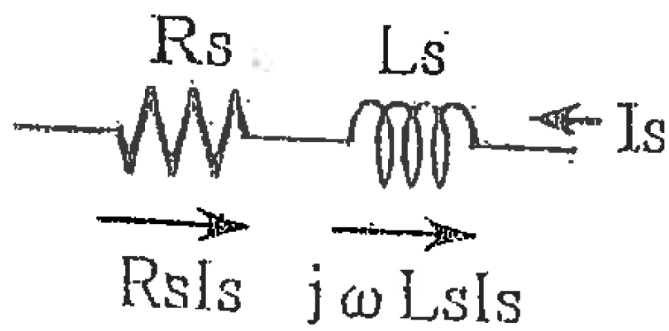
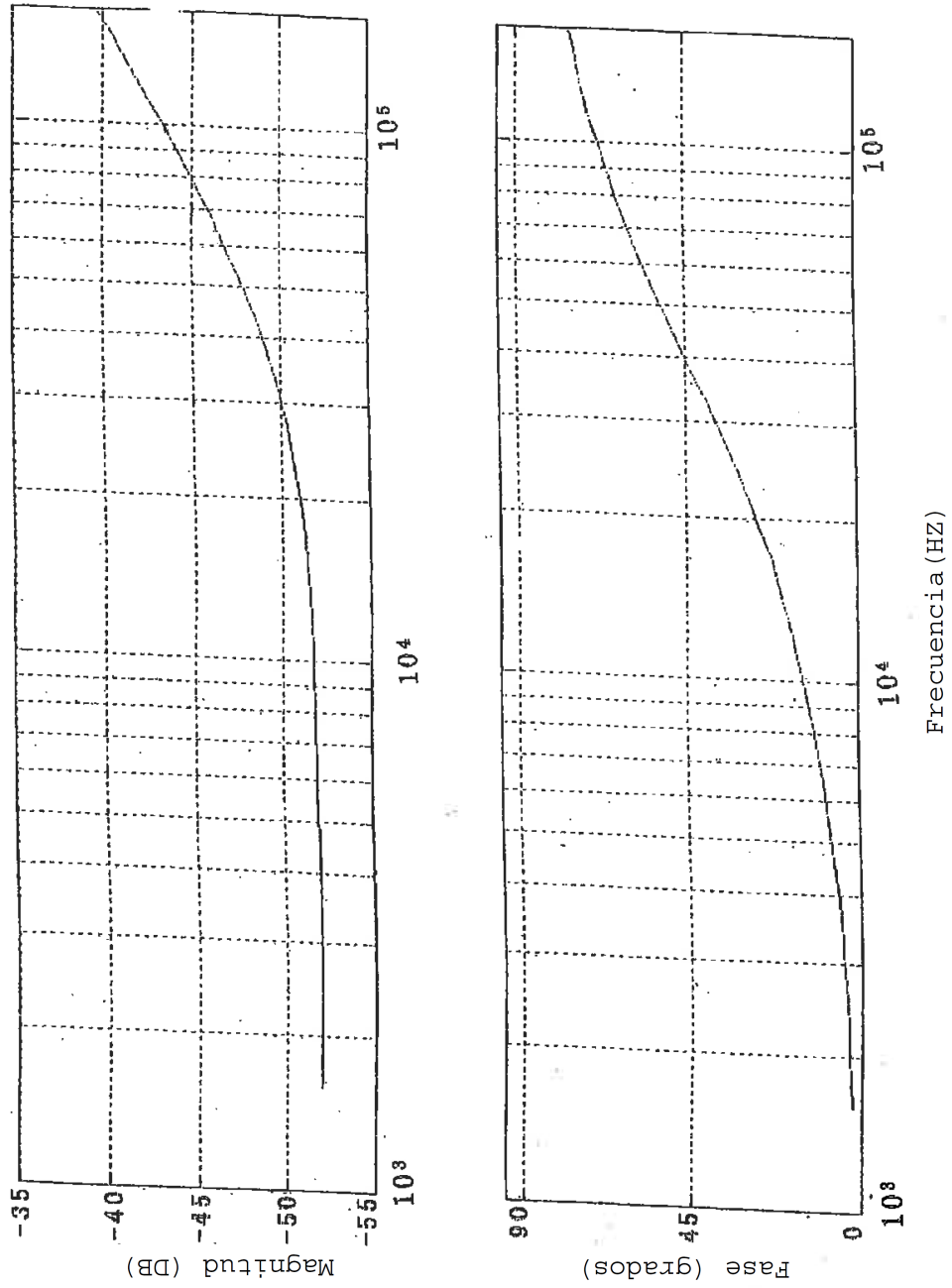


Fig. 28



F i g. 29

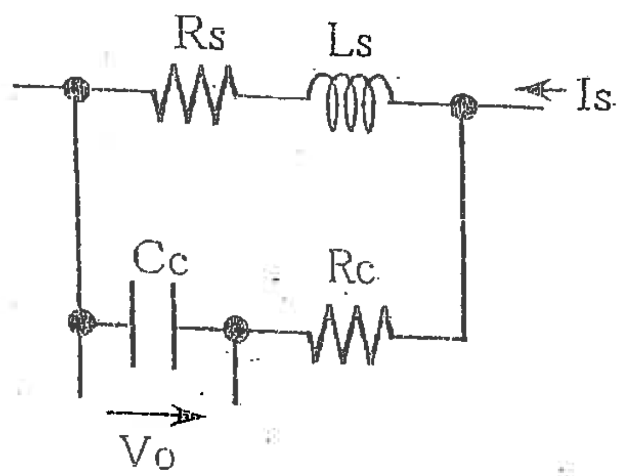


Fig. 30

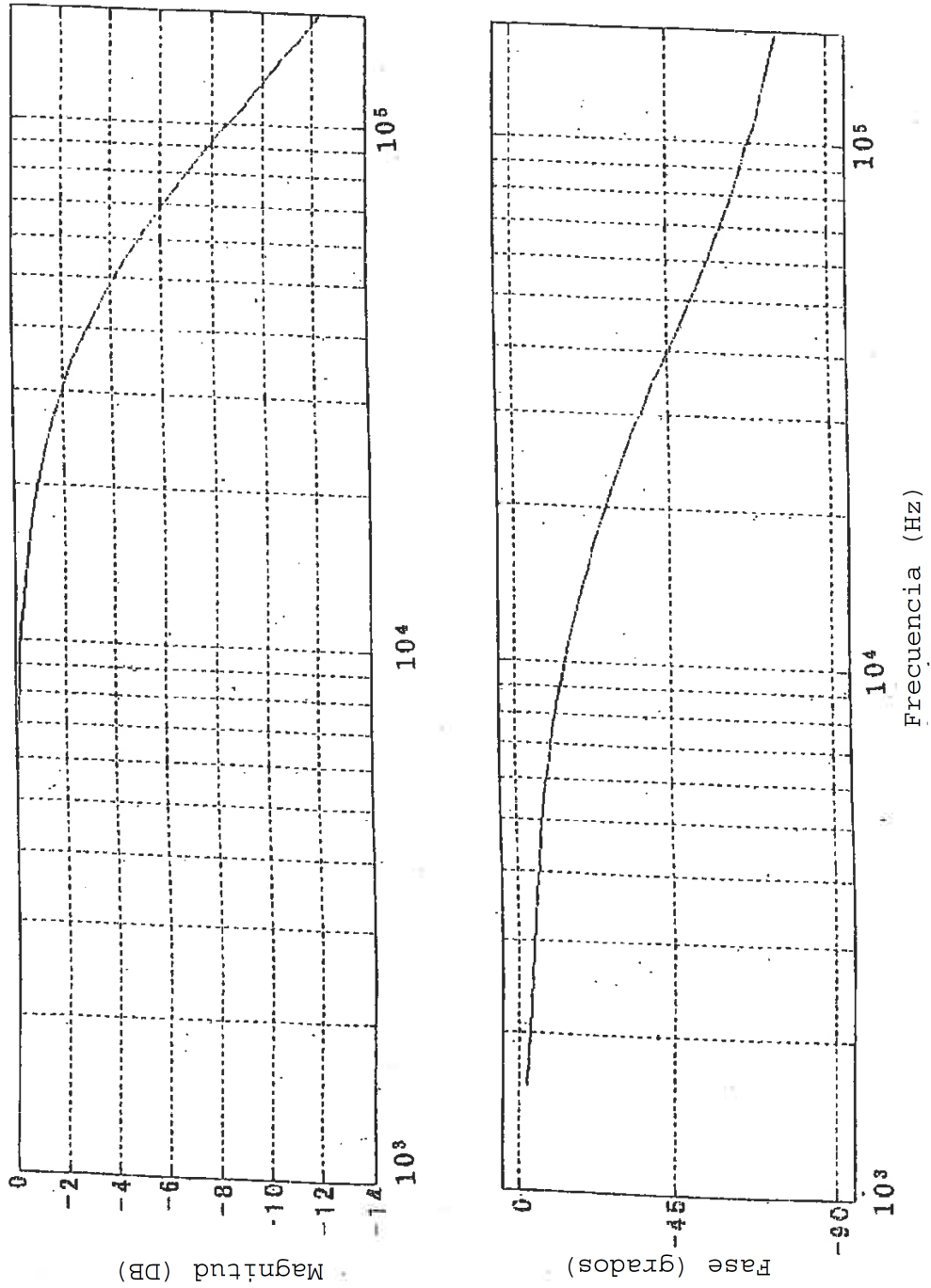


Fig. 31

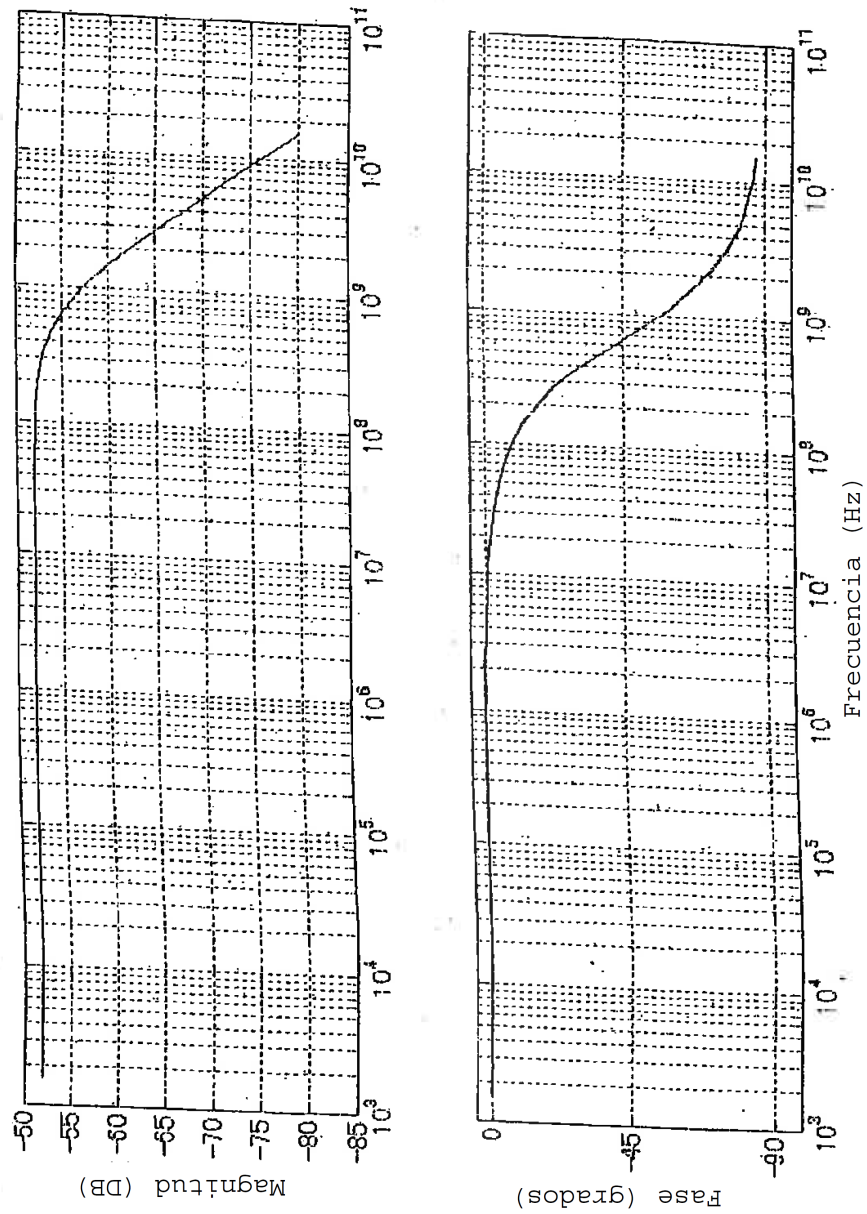


Fig. 32

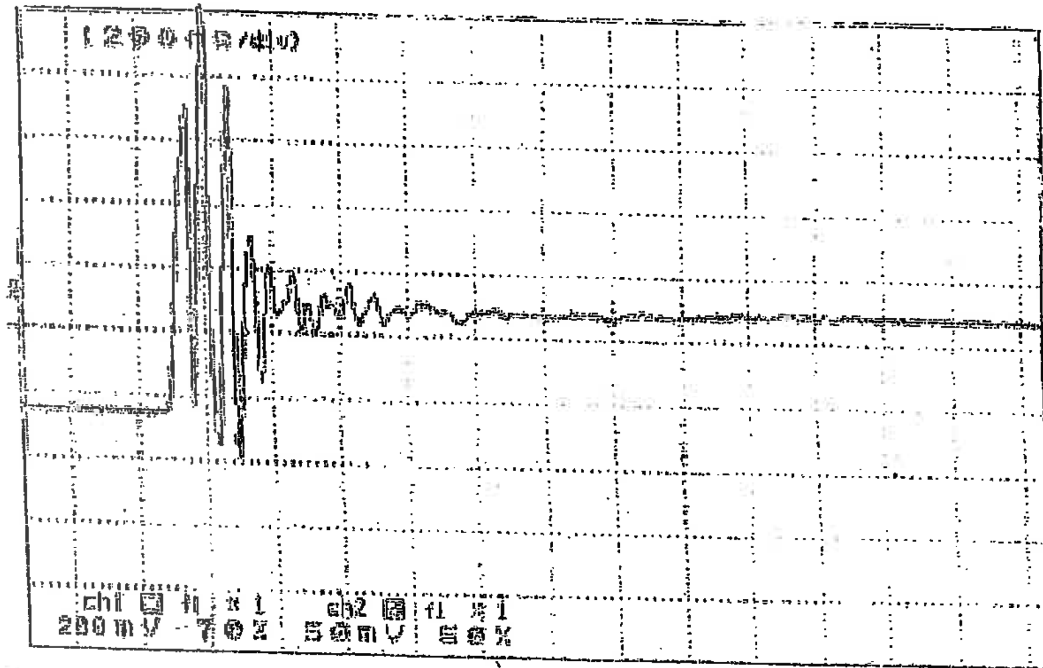


Fig. 33

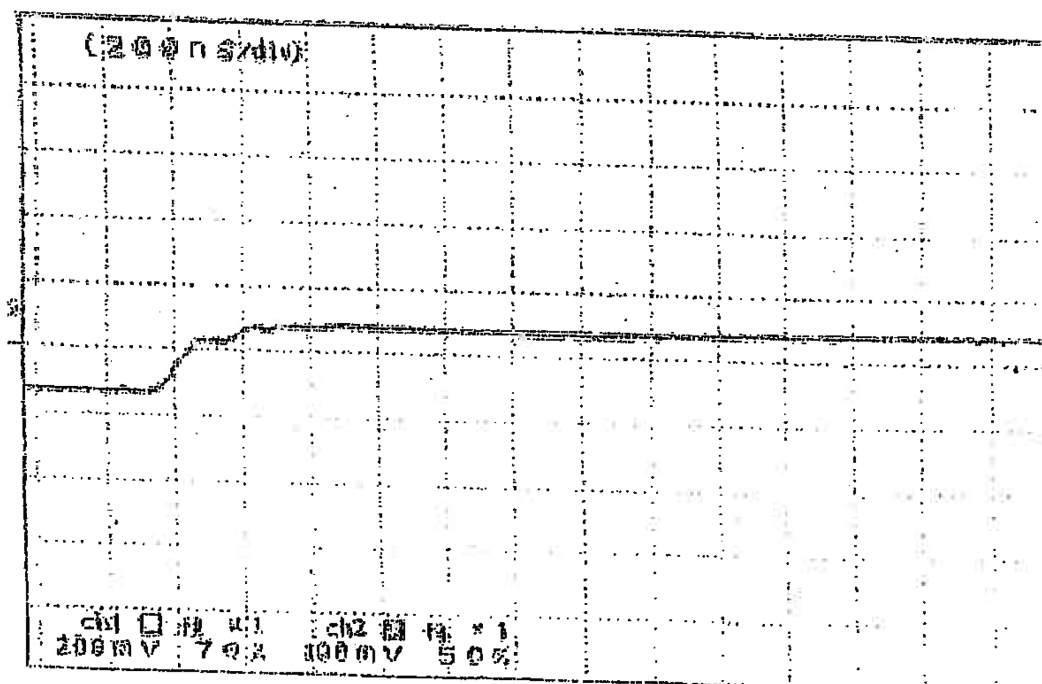


Fig. 34

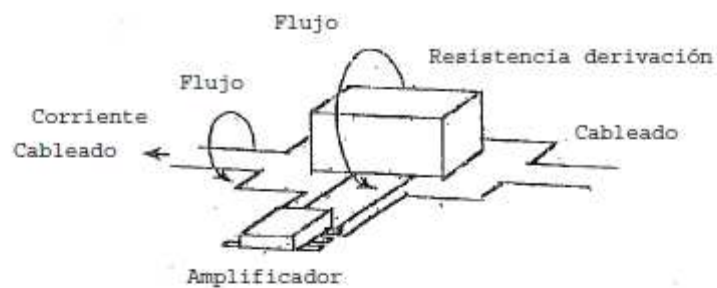


Fig. 35

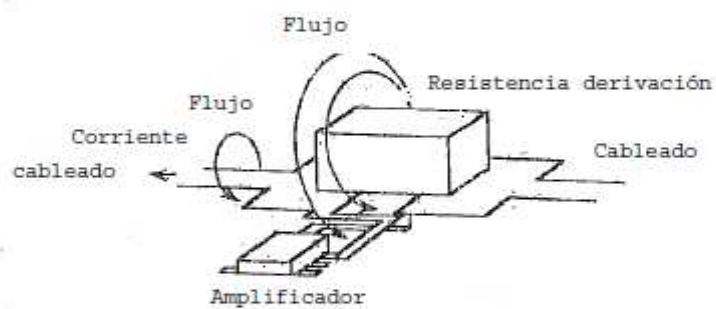


Fig. 36

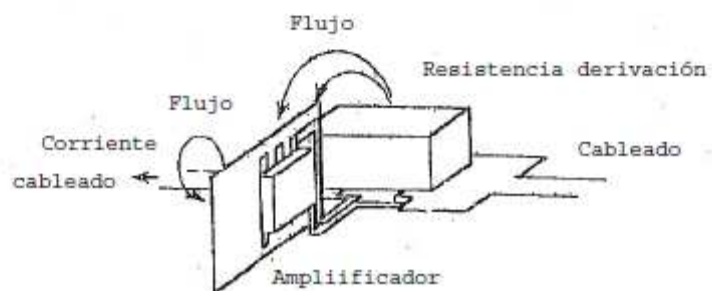


Fig. 37

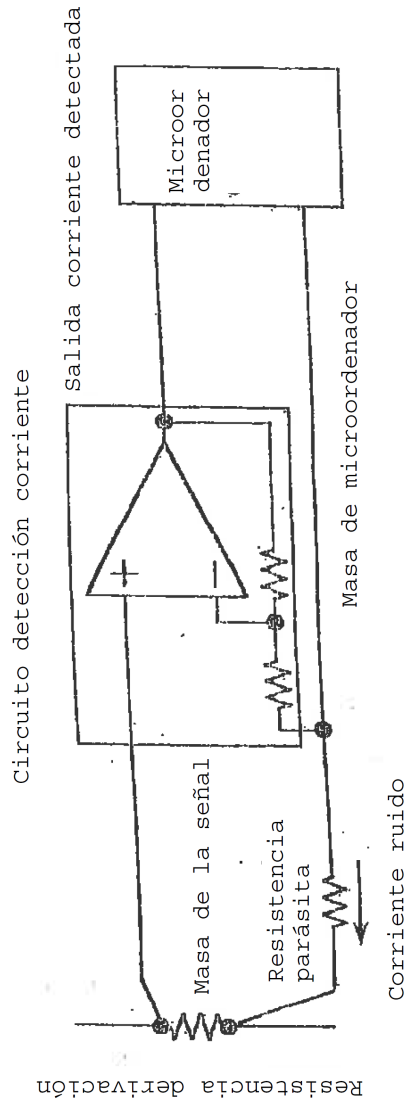


Fig. 38

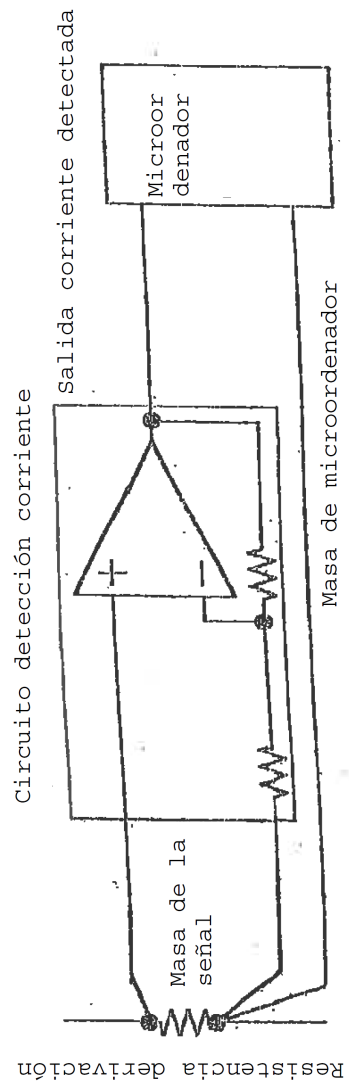


Fig. 39

