

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 382 477**

51 Int. Cl.:  
**H02P 23/00** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **07123404 .1**  
96 Fecha de presentación: **17.12.2007**  
97 Número de publicación de la solicitud: **2073374**  
97 Fecha de publicación de la solicitud: **24.06.2009**

54 Título: **Aparato para controlar armónicos de par en convertidores PWM y procedimientos relacionados**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**08.06.2012**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**08.06.2012**

73 Titular/es:  
**GENERAL ELECTRIC COMPANY**  
**1 River Road**  
**Schenectady, NY 12345, US**

72 Inventor/es:  
**Song, Joseph;**  
**Sihler, Christof;**  
**Schroeder, Stefan;**  
**Vyas, Parag y**  
**Geyer, Tobias**

74 Agente/Representante:  
**Carpintero López, Mario**

ES 2 382 477 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 controlar armónicos de par en convertidores PWM y procedimientos relacionados

Las realizaciones descritas se refieren en general a convertidores PWM, y más particularmente a aparatos y procedimientos para controlar los armónicos de par en convertidores PWM.

5 Los accionadores y los generadores de máquinas están típicamente conectados a un eje mecánico, que puede exhibir resonancia en una o más frecuencias críticas. Si la máquina eléctrica produce un componente de par en una frecuencia crítica tal, entonces las oscilaciones de par se traducirán en el eje, lo que puede conducir a un aumento de la fatiga y reducción de la vida del eje. En los sistemas muy sub-amortiguados, se pueden observar valores de par pico, que pueden conducir directamente a daños del eje. La fuente de los componentes de par pueden ser armónicos de tensión presentes debido a la naturaleza de los moduladores de salida en convertidores de Pulso-Anchura-Modulación (en lo sucesivo, PWM) o debido a la presencia de otras alteraciones de corriente o tensión dentro de la red eléctrica en conexión con la máquina. El documento US 20040207360 divulga un control de motor PWM que calcula la frecuencia portadora de la señal PWM sobre la base de la velocidad del motor.

10 La figura 1 ilustra un modulador PWM 8 convencional utilizado para generar una señal de salida sinusoidal de ejemplo. Tal como se entiende por los expertos, el proceso ilustrado en la figura 1 es sólo ilustrativo y no debe ser considerado limitativo para las diferentes realizaciones aquí descritas de ninguna manera. Tal como se muestra, una señal analógica 10 fundamental, o de referencia, se compara con una o más señales portadoras 12 en un modulador 14 para generar una señal PWM discreta, o secuencia de pulsos, 16. Tal como se muestra en la figura 2, en un sistema de accionamiento PWM convencional 18, el modulador PWM 8 recibe la señal de referencia 10 desde un bloque de control de alto nivel convencional (no mostrado) y procesa la misma para generar las señales PWM discretas 16 que se utilizan para activar y desactivar los conmutadores electrónicos de potencia 20 controlando la potencia eléctrica para accionar un motor 22 conectado a una carga mecánica 24. Para algunos puntos de funcionamiento a una frecuencia de conmutación dada, el par motor aplicado al eje mediante el sistema de accionamiento puede tener algunos componentes armónicos que coinciden con las frecuencias naturales del tren de accionamiento.

15 La figura 3 muestra un espectro de frecuencia 19 de la señal PWM 16 de las figuras 1 y 2. Tal como se entiende por parte de los expertos y como también se muestra en las figuras 1 y 3, los convertidores de potencia electrónicos basados en dispositivos de conmutación generan tensiones en niveles discretos. Además de una señal de tensión deseada 20 a una frecuencia fundamental, componentes armónicos no deseados 22 también están presentes. Estos armónicos pueden llevar a requisitos de calificaciones más altas de los componentes eléctricos, pérdidas aumentadas en la maquinaria eléctrica, y tiempos de vida reducidos en motores y generadores o en ejes mecánicos en los sistemas de accionamiento de máquinas. Lo más importante, mediante la excitación de los modos propios de este sistema mecánico, estos armónicos pueden conducir a inestabilidades de resonancia y disparos de emergencia del accionamiento. En general, las frecuencias armónicas puede ser relativamente altas, y filtros pasivos se pueden utilizar para atenuar las amplitudes. Sin embargo, armónicos de frecuencias menores, también denominados armónicos de batido o frecuencias de batido, también pueden estar presentes y son más difíciles de reducir con filtros pasivos, ya que están más cerca de la anchura de banda de tensión requerida. Estas frecuencias de batido pueden conducir a daños graves en el caso de que los sistemas de accionamiento de la máquina estén sub-amortiguados y donde la frecuencia de resonancia del eje mecánico esté próxima a la de los armónicos de la frecuencia de batido. Estos componentes de batido pueden producirse a frecuencias por encima y por debajo de la frecuencia fundamental. Muchos convertidores operan con una estrategia síncrona de PWM, donde la frecuencia del portador es un múltiplo entero fijo de la frecuencia fundamental de salida del convertidor. Sin embargo, esto no es deseable cuando se opera a bajas frecuencias fundamentales, ya que la frecuencia de conmutación está limitada a valores bajos que conducen a pobres rendimientos armónicos.

20 En los sistemas de potencia en los que la cantidad de energía generada es relativamente pequeña en comparación con las cargas mecánicas y poca inercia rotacional existe en los generadores relativos a las cargas, incluso pequeñas perturbaciones, tales como armónicos de par generados por grandes convertidores PWM, pueden causar interacciones electromecánicas con el conjunto del eje del rotor de los generadores, lo que afecta a la fiabilidad global del sistema. Esta interacción electromecánica también puede verse en grandes convertidores PWM que accionan trenes de alta potencia a velocidad variable, por ejemplo, trenes de transmisión de compresores. Tal como se entiende por los expertos, la identificación y la eliminación de sólo pequeñas perturbaciones causan problemas de torsión que pueden consumir tiempo y ser costosos.

25 Contramedidas convencionales a los problemas anteriormente citados se basan en el aumento de la frecuencia de armónicos de par de bajo orden (por ejemplo, aumentando la frecuencia de conmutación del convertidor) o disminuyendo su amplitud (por ejemplo, mediante topologías de convertidores de múltiples niveles). Es decir, las contramedidas convencionales contra los problemas de resonancia de torsión se basan en la eliminación de la fuente de excitación de resonancia, por ejemplo, cambiando la red, los parámetros operativos o de control (de modo que el espectro de par se cambia). En los sistemas de potencia con accionamientos de gran velocidad variable, las dinámicas mecánicas y eléctricas están cada vez más acopladas (con calificación creciente de los motores eléctricos y la complejidad del sistema de potencia), haciendo así más difíciles de suprimir las oscilaciones de par sólo

mediante las contramedidas convencionales. Por ejemplo, cuando se cambia el espectro de par del convertidor, otros puntos de resonancia existentes en la red todavía puede ser excitados, especialmente cuando la frecuencia de los armónicos de par varía con la velocidad de un accionamiento de velocidad variable (en lo sucesivo, VSD).

5 Otra contramedida convencional contra los problemas de torsión es reducir la amplitud de los armónicos de par individuales de baja frecuencia mediante bucles de control dentro del sistema de control de accionamiento. Si existe una medición del par mecánico (o un observador fiable para el par), los problemas de par también pueden suprimirse mediante una amortiguación de modo torsional activa. Todos estos procedimientos requieren un análisis detallado del sistema total, un diseño del sistema de control y la disponibilidad de las señales de entrada procedentes de sensores que controlan con precisión la dinámica del sistema del eje del rotor del sistema de  
10 accionamiento respectivo. A pesar de que un control activo de armónicos de orden bajo del par o un control de amortiguación activo puede encontrarse en la literatura, tales sistemas no son estado de la técnica para la mayoría de grandes accionamientos existentes debido a la realización de estas contramedidas es difícil. Más comúnmente, por lo tanto, se trata el enfoque para evitar problemas de par realizando convertidores PWM de baja magnitud del par pulsante a la frecuencia fundamental. Pero esto requiere topologías de convertidor complejas o altas frecuencias de conmutación, lo que resulta en sistemas caros y/o una fiabilidad global reducida.

Sin embargo, otra contramedida técnica convencional puede compararse para la eliminación selectiva de armónicos donde los patrones de pulsos PWM están optimizados directamente fuera de línea para los patrones de conmutación síncrona. Esta se incorpora en accionamientos de media tensión y se implementa sólo a patrones de conmutación síncrona. La frecuencia fundamental e incluso la frecuencia portadora PWM puede cambiar. Esta técnica puede aplicarse en línea con un ajuste a la señal de referencia. Además, existen otros procedimientos de cambio de fase portadora y la frecuencia de una manera determinista o aleatoria. Sin embargo, estos procedimientos no eliminan los armónicos, sino que se basan en el hecho de que, aunque los armónicos críticos pueden existir en muchos instantes, para una medición promedio tomada durante un período, los componentes pueden ser pequeños o nulos.

En todos los casos convencionales resumidos anteriormente todavía es posible excitar los modos resonantes en el eje, aunque sea durante períodos cortos de tiempo, dando lugar a un aumento de la fatiga y a una disminución del tiempo de vida. Existen otras soluciones para los problemas de convertidores de armónicos asociados, pero no abordan el tema de estos armónicos de frecuencia de batido. Un ejemplo es el de los procedimientos de compensación que se utilizan para reducir el efecto de distorsión de tiempo muerto en el que el tiempo de activación y desactivación finito y la dirección de la corriente producen armónicos adicionales en múltiplos enteros de la frecuencia fundamental, y que puede ser compensados mediante el control de realimentación de tensión o corriente. Los dispositivos pasivos pueden ser utilizados para los armónicos de filtro, pero éstos son eficaces solamente para altas frecuencias.

Por consiguiente, sería deseable eliminar y/o reducir sustancialmente los armónicos de frecuencia de batido en cualquier estrategia de modulación PWM para resolver los problemas de par sin el uso de una señal de realimentación en el nuevo sistema de accionamiento PWM y/o como un complemento en los sistemas existentes para adaptarse a cualquier tren de accionamiento mecánico con una o más frecuencias resonantes y/o convertidores electrónicos de potencia de frecuencia variable, que operan con una estrategia PWM sincrónica y/o asíncrona. Las aplicaciones industriales que pueden beneficiarse de las realizaciones descritas incluyen, pero no se limitan a, unidades convertidoras para máquinas eléctricas para compresores en la industria del petróleo y el gas, y convertidores de frecuencia conectados a generadores en turbinas eólicas de velocidad variable.

De acuerdo con diversos aspectos de la presente invención, se describen convertidores PWM y procedimientos asociados capaces de evitar problemas de par cambiando periódicamente el ángulo de fase de los armónicos de par y/o la predicción de los componentes de frecuencia de batido y la generación de perturbaciones adicionales a la estrategia de modulación para eliminar y/o reducir sustancialmente los componentes de frecuencia de batido utilizando un menor esfuerzo técnico que el requerido para contramedidas convencionales. Topologías de convertidor relativamente simples se pueden utilizar para accionar grandes trenes de motor si las vibraciones torsionales se pueden excluir, porque el esquema de modulación del inversor cambia dentro de los primeros periodos de una vibración torsional cada vez mayor. Lo mismo se aplica al lado de la red del convertidor. Si la magnitud de fase o control de perturbación aditivo se aplica también al rectificador del lado de la red, las interacciones torsionales con los generadores de alimentación de la red pueden evitarse.

Una o más de las necesidades anteriormente resumidas u otras conocidas en la técnica están dirigidas por los procesadores PWM que incluyen una unidad moduladora y una unidad generadora de señal portadora que genera una primera y segunda señales portadoras, generando la unidad moduladora una señal PWM que corresponde a una señal de referencia suministrada a la misma utilizando alternativamente la primera y segunda señales portadoras.

Se divulgan también procesadores PWM que incluyen una unidad moduladora, un generador de señal portador, una unidad de perturbación, y una unidad de predicción de los componentes de la frecuencia de batido. En estos procesadores PWM, un componente de frecuencia de una señal de referencia correspondiente a una frecuencia de batido se elimina mediante la adición a la señal de referencia de una señal de perturbación de amplitud adecuada y la fase, de tal manera que la frecuencia de batido del sistema mecánico no es excitada por la señal PWM.

Se divulgan también procesadores PWM que incluyen una unidad moduladora, un generador de señal portadora, y medios para eliminar los armónicos de par de una señal PWM generada para no excitar frecuencias de batido de un sistema mecánico accionado por la señal PWM generada.

5 Los procedimientos para generar una señal PWM también están dentro del alcance de la materia aquí divulgada. Estos procedimientos incluyen la generación de la señal PWM basada en una señal de referencia y una primera señal portadora y, después de un período de tiempo, generar alternativamente la señal PWM basada en la señal de referencia y una segunda señal portadora, estando la primera señal portadora fuera de fase respecto a la segunda señal portadora y siendo el período de tiempo menor que una constante de tiempo de un modo torsional de un sistema mecánico accionado por la señal PWM.

10 Los procedimientos para generar una señal PWM también están dentro del alcance de la materia aquí divulgada. Estos procedimientos incluyen el cálculo de un componente de frecuencia de batido de un sistema mecánico accionado por la señal PWM basada en una frecuencia de salida fundamental y una frecuencia de una señal portadora, añadiendo a una señal de referencia una señal de perturbación basada en el componente de frecuencia de batido calculado, y generando la señal PWM tal que una frecuencia de batido de un sistema mecánico accionado por la señal PWM no se excita.

La breve descripción anterior expone las características de las diversas realizaciones de la presente invención para que la descripción detallada adjunta pueda ser mejor comprendida, y para que las presentes contribuciones a la técnica puedan apreciarse mejor. Hay, por supuesto, otras características de la invención que se describirán más adelante y que serán para el objeto de las reivindicaciones adjuntas.

20 Una apreciación más completa de las realizaciones descritas de la invención y muchas de las ventajas concomitantes de la misma se obtiene fácilmente cuando la misma llega a ser mejor comprendida con referencia a la siguiente descripción detallada cuando se considera en relación con los dibujos adjuntos, en los que:

La figura 1 ilustra un proceso PWM convencional;

La figura 2 ilustra un sistema de accionamiento PWM convencional utilizando el proceso de la figura 1;

25 La figura 3 ilustra un espectro de frecuencia cualitativa de una señal PWM generada por el proceso PWM convencional de la figura 1, incluyendo armónicos críticos;

La figura 4 ilustra un sistema de accionamiento PWM de acuerdo con una realización de la materia divulgada;

La figura 5 ilustra una variación cualitativa de magnitud como una función del tiempo para las señales portadoras de la figura 4;

30 La figura 6 ilustra otra realización de un proceso PWM de acuerdo con diversas realizaciones de la materia divulgada;

La figura 7 ilustra un espectro de frecuencias modificado cualitativo de una señal PWM generada por el proceso PWM de la figura 6 sin armónicos críticos y donde los armónicos de alto orden fundamentales y no críticos no se verán afectados.

35 Las realizaciones descritas se refieren generalmente a convertidores PWM, y más particularmente a aparatos y procedimientos para controlar los armónicos de par generados por convertidores PWM. En una realización, dos esquemas de modulación son aplicados alternativamente y continuamente al sistema, que no requiere de entrada a partir de mediciones u observadores instaladas en el sistema y sólo influye en el ángulo de fase de los armónicos de par generados por el convertidor, teniendo así un efecto mínimo o nulo sobre el sistema mecánico. En otra realización, el período de tiempo para aplicar alternativamente los esquemas de modulación descritos se controla en relación con la constante de tiempo de los modos torsionales en el sistema mecánico para asegurar que no implica oscilaciones de par apreciables.

45 Al mismo tiempo, o alternativamente, otra realización de la materia divulgada elimina y/o reduce sustancialmente los armónicos de frecuencia de batido en convertidores electrónicos de potencia de frecuencia variable, que operan con estrategias de modulación de ancho de pulso asíncrona o síncrona (PWM), mediante la predicción de la frecuencia, amplitud y ángulo de fase de armónicos indeseados (en un intervalo de frecuencias dado) y la eliminación y/o la reducción sustancial de los componentes de frecuencia de batido. Relaciones deterministas entre la frecuencia de salida fundamental y la frecuencia portadora PWM y los datos en un entorno en línea se utilizan para corregir una señal de referencia mediante la generación de perturbaciones adicionales a la estrategia de modulación, de tal manera como para eliminar los componentes de frecuencia de batido. En presencia de cambios en la frecuencia fundamental y/o la frecuencia portadora, el esquema se adapta por sí mismo y sigue los armónicos a eliminar.

50 Mediante el uso de dos enfoques de modulación concurrentes y/o la predicción de la frecuencia, la amplitud y el ángulo fase de armónicos indeseados, procesos PWM mejorados con excitación reducida de frecuencias críticas no deseadas se realizan individualmente o en cualquier combinación, tal como será evidente para los expertos en base

a la materia divulgada. Además, los expertos apreciarán que las diversas realizaciones aquí descritas no son dependientes entre sí, es decir, cada una puede ser aplicada sin las otras y diversas combinaciones están dentro del alcance de la materia divulgada, tal como se hará evidente. Refiriéndonos ahora a los dibujos, en los que números de referencia similares designan partes idénticas o correspondientes en las diversas vistas, se describirán diversas realizaciones de la materia divulgada.

La figura 4 muestra un diagrama que ilustra el principio general de implementación de una de las realizaciones de ejemplo de la materia aquí divulgada. Lo que se ilustra es un esquema de control para los convertidores PWM capaces de controlar la cantidad de variación de fase en los armónicos de par. Tal como se muestra, el sistema de accionamiento PWM controlado de fase 30 descrito incluye dos esquemas de modulación utilizando una primera señal portadora 32 y una segunda señal portadora 34 que son alternativamente y continuamente aplicadas al sistema. Después de la evaluación de la materia aquí descrita, se apreciará por los expertos que una de las diferencias fundamentales entre el sistema de accionamiento PWM de fase controlada 30 y los procedimientos existentes para resolver los problemas de torsión es que el sistema descrito no requiere la entrada de mediciones u observadores instalados en el sistema y que sólo influye en el ángulo de fase de los armónicos de par generados por el convertidor. Mediante la aplicación de ángulos de fase adecuados alternantes, la magnitud resultante promediada del armónico de par se puede cancelar.

Cuando se cambia de la modulación en base al primer portador 32 a la otra en base al segundo portador 34, la fase de los armónicos de par puede ser desplazado en una cantidad deseada de tal manera que el impacto de cualesquiera armónicos indeseables sobre el sistema mecánico se elimina o se reduce sustancialmente. Tal como se aprecia por los expertos, cualquier cantidad de desplazamiento de fase entre la primera señal portadora 32 y la segunda señal portadora 34 es posible, sin embargo, 180° es típicamente favorecido. Las frecuencias armónicas son una combinación de múltiplos enteros de la frecuencia fundamental y un múltiplo entero de la frecuencia portadora. La misma relación es válida para el desplazamiento de fase de cada frecuencia armónica. Por ejemplo:

$$f_{\text{armónicos, nm}} = n * f_{\text{fundamental}} + m * f_{\text{portador}}$$

$$\arg(f_{\text{armónicos, nm}}) = n * \arg(f_{\text{fundamental}}) + m * \arg(f_{\text{portador}}),$$

donde f representa la frecuencia y arg () denota la fase, n y m son varias combinaciones de números enteros que son características para cada régimen PWM. Para todos los múltiplos impares de las frecuencias portadoras, un cambio de la frecuencia portadora de 180° también dará lugar a un desplazamiento de fase de 180°. Para hacer frente a otros armónicos, otros desplazamientos de fase pueden aplicarse para alcanzar resultados similares, por ejemplo, 90° para los armónicos que comprenden dos veces la frecuencia portadora. Para hacer frente a los armónicos múltiples al mismo tiempo, incluso más de dos portadores con cambio de fase diferente se pueden utilizar, por ejemplo, cuatro portadores con desplazamiento de fase respecto al primero de 0°, 90°, 180°, 270°. La siguiente descripción se centrará sólo en el caso de 180° para explicar el principio. En la fase de desplazamiento de los armónicos de par periódicamente en 180°, ninguna o una mínima cantidad aceptable de oscilaciones torsionales evolucionan siempre y cuando el período de tiempo para aplicar alternativamente los esquemas de modulación sea pequeño en relación con la constante de tiempo de los modos torsionales en el sistema mecánico. Para evitar posibles efectos adversos sobre el espectro de frecuencia resultante de los esquemas de modulación descritos, un reloj de período variable se puede utilizar para variar los períodos de tiempo para la aplicación de los diferentes esquemas de modulación.

En convertidores PWM que utilizan los procedimientos y aparatos descritos, la aparición de problemas torsionales se puede excluir, o reducir sustancialmente porque los dos esquemas de modulación que se aplican alternativamente causan armónicos de par que se desplazan de fase en 180°. Si armónicos específicos de par podrían causar una excitación de oscilaciones torsionales en un conjunto del eje del rotor accionado por el convertidor utilizando el primer portador 32, entonces el esquema de modulación posterior con el portador 34 amortiguará esas mismas oscilaciones torsionales.

Si no hay amortiguación en un sistema mecánico, se asumen y posteriormente se aplican pares eléctricos que tienen la misma frecuencia y amplitud, pero un cambio de fase de 180°, entonces el componente resultante de oscilación del par disminuirá. Lo mismo se aplica a un espectro de armónicos de par con un desplazamiento de fase de 180° entre los componentes armónicos que resultan del primer y segundo esquemas de modulación descritos anteriormente (es decir, el par eléctrico resultante con el tiempo en esta frecuencia es cero). Sistemas reales tienen amortiguación mecánica, pero los inventores han observado que, básicamente, se obtienen los mismos resultados en los sistemas débilmente amortiguados. Tal como se explica más adelante, para evitar los efectos adversos sobre el espectro de frecuencia resultante de este esquema de modulación, períodos variables de tiempo para la aplicación de los diferentes esquemas de modulación pueden ser aplicados.

El modelado mecánico de un gran tren de accionamiento de compresor de gas natural, diseñado para una potencia nominal de aproximadamente 30 MVA, se ha llevado a cabo utilizando una excitación de onda sinusoidal aplicada al motor eléctrico que acciona el compresor que tiene una frecuencia de excitación correspondiente a una frecuencia natural del tren de accionamiento. El ángulo de fase de la excitación se cambió cada medio segundo. Se observó en estas simulaciones numéricas que en sistemas reales el par mecánico resultante después de n ciclos de alternancia

de excitación con desplazamiento de fase de  $180^\circ$  no fue necesariamente cero, debido a la amortiguación mecánica no despreciables o una frecuencia de excitación que no coinciden exactamente con la frecuencia natural del sistema. Como tal, el par mecánico resultante estaba entre el valor mínimo y máximo del par mecánico durante las fases de excitación. Si el período de tiempo para excitar el tren de accionamiento eléctrico con los armónicos de par se reduce a valores suficientemente pequeños, el par mecánico resultante era insignificante, independiente de la amplitud o la frecuencia del par aplicado al sistema mecánico. En las simulaciones de los armónicos de par, no una, sino varios fueron aplicados para excitar el tren de accionamiento, porque estas excitaciones fueron causadas por el espectro de par de un convertidor de par PWM modulado. Uno de los armónicos de par generado coincide exactamente con la primera frecuencia natural del tren compresor (a 20 Hz). El desplazamiento de fase causado por los dos esquemas de modulación fue de  $180^\circ$ . Se utiliza un período de tiempo para los dos esquemas de modulación de 100 ms (que es lo suficientemente pequeño para suprimir las oscilaciones de par en la primera frecuencia natural de 20 Hz).

El par eléctrico generado incluye muchos armónicos clasificados en al menos tres componentes, a saber: (a) componente DC, (b) armónicos de banda base, que son pulsantes en un múltiplo de la frecuencia fundamental del sistema (incluyendo el componente fundamental), y (c) armónicos de banda lateral con frecuencia, que están en función de la frecuencia de los portadores (frecuencia de conmutación) y la frecuencia del fundamental (punto de funcionamiento). Un bloque de modulación PWM convencional puede recibir una referencia de conjunto de tres fases de un bloque de control de alto nivel convencional y procesar la señal de puerta del convertidor de potencia, que incluye una interfaz entre el modulador y los interruptores de alimentación. Para algunos puntos de funcionamiento a una frecuencia de conmutación dada, el par motor aplicado al eje mediante el sistema de accionamiento podría tener algunos componentes armónicos que coinciden con las frecuencias naturales del tren de accionamiento. Tal como se entiende por los expertos, en este sistema, la magnitud del par resultante en el eje aumentará linealmente con el tiempo. Tal como se muestra en la figura 5, mediante el uso de dos señales portadoras, la fase de cualquier componente armónicos del par pulsante elegido puede ser invertido. En particular, un componente de par pulsante que tiene los mismos armónicos que la frecuencia resonante más crítica del sistema mecánico puede ser invertido. En la figura 5, se muestra el comportamiento típico. Desde el tiempo 0 a  $T_1/2$ , se utiliza el primer portador y el sistema mecánico se excita y la amplitud de la oscilación mecánica crece en consecuencia. Desde el instante de tiempo  $T_1/2$  a  $T_1$ , se utiliza la segunda señal portadora. La fase de la señal armónica de excitación se invierte y la oscilación mecánica es excitada en la dirección inversa. En consecuencia, la magnitud se reduce. Este proceso se repite continuamente con el tiempo. Esta inversión de fase invertirá la dirección del componente del par, haciendo que el valor de par gire a la frecuencia natural, pero entre los límites definidos, tal como se muestra en la figura 5. Tal como también se muestra, la magnitud del par puede ser controlada y, a continuación, se limita a un valor aceptable para el tren de accionamiento. Este límite definirá el mayor período de la inversión de fase. Un grado de libertad suplementario de la materia aquí descrita es la longitud del período. Tal como se entiende por los expertos, nuevos armónicos de par podrían aparecer durante el funcionamiento de la fase controlada por sistema de accionamiento PWM 30, pero con amplitudes pequeñas, que pueden reducirse aún más mediante la variación de la longitud del período.

Como los expertos apreciarán después de revisar la materia divulgada en este documento, el sistema de accionamiento PWM de fase controlada 30 resuelve los problemas de par y puede aplicarse sin ninguna señal de realimentación e implementarse en cualquier estrategia de modulación PWM. Además, también puede realizarse como una adición en un sistema de accionamiento PWM existente y/o adaptarse a cualquier tren de accionamiento mecánico con una o más frecuencias resonantes.

En otra realización de la materia divulgada, aparatos y procedimientos se divulgan para reducir sustancialmente o eliminar los armónicos de frecuencia en convertidores electrónicos de potencia de frecuencia variable que operan con una estrategia PWM asíncrona. La figura 6 ilustra un modulador PWM 40, que incluye un bloque de predicción para las frecuencias de batido 42 configuradas para predecir los armónicos no deseados sobre la base de los cálculos realizados en línea y/o fuera de línea. En el caso de los cálculos fuera de línea, los resultados pueden almacenarse entonces en tablas de referencia para permitir la implementación en línea. Un bloque de cancelación 44 a continuación proporciona una señal de perturbación a un bloque de perturbación 46, que elimina los armónicos no deseados de la señal de frecuencia fundamental de referencia 10, con el mínimo impacto sobre otras frecuencias, tal como ya se explicó. La figura 7 muestra un espectro de frecuencia 50 de la señal PWM modificada 48 de la figura 6. Tal como se muestra, los componentes armónicos no deseados 22 se reducen sustancialmente y/o se eliminan, mientras que los armónicos fundamentales y no críticos de alto orden no se verán afectados.

El vaticinador de frecuencia 42 está utilizando una relación determinista entre la frecuencia fundamental de la señal de referencia y la frecuencia portadora PWM para predecir los componentes frecuencia de batido. Como que el número de componentes de frecuencia de batido son efectivamente finitos dentro de un umbral predefinido de amplitud, el aparato y/o el procedimiento descritos evitan la generación de estas frecuencias de batido de preocupación. Los datos se utilizan en un entorno en línea para generar perturbaciones adicionales a la estrategia de modulación, de tal manera como para eliminar los componentes de frecuencia de batido. Aplicaciones de interés podrían incluir, pero no se limitan a, unidades de conversión para máquinas eléctricas de compresores en la industria del petróleo y el gas, y convertidores de frecuencia conectados a los generadores en turbinas eólicas de velocidad variable.

Una de las características ventajosas de la materia divulgada se refiere a un procedimiento para ajustar la señal de referencia para influir en el proceso PWM para eliminar ciertos armónicos críticos. Tal como se ha explicado en conjunción con la figura 6, el primer paso es predecir los armónicos no deseados si la señal de referencia se deja sin ajustar. La información requerida incluye la frecuencia, la amplitud y el ángulo de la señal de salida fundamental. Se pueden hacer cálculos en línea o fuera de línea y, a continuación, pueden almacenarse en tablas de referencia. Un bloque de cancelación proporciona una señal de perturbación para eliminar los armónicos no deseados con un impacto mínimo sobre otros componentes de frecuencia. La señal de perturbación es una suma ponderada de las formas de onda sinusoidales. Un procedimiento para lograr esto es que para cada armónico a cancelar, se añade una forma de onda sinusoidal con la frecuencia y la amplitud del armónico, donde el ángulo de fase está desplazado en 180 grados. La información sobre los retrasos de tiempo y los cambios de fase debidos a la naturaleza de muestreo de los dispositivos de tiempo discreto también pueden ser utilizados. La perturbación se añade entonces a la señal de referencia original y la referencia actualizada se proporciona al proceso de modulación para generar los patrones de pulsos deseados.

Existen al menos tres razones para la eficacia de los aparatos descritos y los procedimientos asociados con los mismos. En primer lugar, los armónicos se pueden predecir con precisión mediante fórmulas matemáticas o mediante simulaciones fuera de línea o medidas y el proceso PWM es muy determinista. En segundo lugar, para el procedimiento anterior, la señal de perturbación cancela los armónicos deseados, pero puede introducir armónicos adicionales en su lugar. Sin embargo, las amplitudes de estos armónicos son insignificantes. En tercer lugar, el procedimiento es aplicable a la conmutación asíncrona porque la propiedad determinista del proceso PWM no es dependiente de la periodicidad del portador combinado y patrones fundamentales. La etapa de predicción puede implementarse en línea usando relaciones matemáticas conocidas derivadas de inversores de 2º nivel y nivel superior (véase, por ejemplo McGrath, Brendan Peter y Holmes, Donald Grahame, "An Analytical Technique for the Determination of Spectral Components of Multilevel Carrier-Based PWM Methods", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 49, No. 4, Agosto de 2002, páginas 847-857, cuyo contenido se incorpora aquí en su totalidad por referencia). Alternativamente, la etapa de predicción se puede implementar utilizando una combinación de cálculos en línea y fuera de línea. Otra realización incluye la generación del patrón de pulsos directamente y para evitar la unidad PWM. Sin embargo, otra realización incluye el conocimiento de los efectos de cancelación entre las fases de conversión y/o varios convertidores interconectados para optimizar a través de todos los inversores.

Como los expertos apreciarán después de su revisión de la materia divulgada, en los aparatos anteriormente descritos y los procedimientos asociados, el patrón de pulsos PWM se ha modificado para evitar la generación de ciertos componentes armónicos mediante la modificación de la señal de referencia, de tal manera que se obtengan los modelos de pulsos deseados libres de armónicos no deseados. El objeto descrito puede ser utilizado con la conmutación síncrona y asíncrona, siendo esta última especialmente importante durante el arranque y los transitorios. Como tal, los armónicos críticos en frecuencias predefinidas son eliminados. Los armónicos pueden ser rastreados cuando la frecuencia fundamental y/o la portadora están cambiando. En los sistemas del eje de la máquina, la materia divulgada impide la excitación de los modos resonantes del eje mediante el convertidor y la máquina eléctrica y no debe introducir otros armónicos significativos en la señal del par. Como los expertos apreciarán, el esquema funciona con patrones de pulsos asíncronos. Por lo tanto, no está limitado a esquemas síncronos de cuentas de bajos pulsos. Esta característica es particularmente importante durante el arranque y los transitorios. Sensores adicionales no son necesarios. El esquema de eliminación de armónicos puede ser perfectamente aplicado en las unidades existentes, y activarse y desactivarse según sea necesario. El coste de implementación y la instalación es bajo. En este procedimiento, la realimentación no es necesaria. En lugar de generar armónicos, la medición con un sensor y la alimentación de nuevo se evitan por completo desde el principio. Por lo tanto, un sensor adicional no es necesario, haciendo el esquema, simple, rentable, fiable y fácil de implementar y mantener. Otras ventajas incluyen que el dispositivo se puede incorporar en los actuales esquemas de modulación PWM. La frecuencia de conmutación no se cambia. Las perturbaciones de referencia no influyen en los bucles exteriores de control (tal como, por ejemplo y no como una limitación, bucles de control de velocidad), y todos los circuitos de protección y bucles no se ven afectados. El procedimiento propuesto funciona para cualquier topología de inversor (nivel 2, nivel 3, e hilos paralelos, por nombrar nos pocos ejemplos), y para cualquier máquina (máquinas síncronas y/o asíncronas), cualquier carga o sistema mecánico, y en velocidades bajas y altas velocidades.

Tal como se apreciará por parte de los expertos en la materia aplicable, los procedimientos de generación de señales PWM discretas están también dentro del alcance de la materia aquí descrita. En una primera realización, estos procedimientos incluyen la generación de la señal PWM discreta sobre la base de una señal de referencia y una primera señal portadora. Y, después de que un período de tiempo haya transcurrido, alternativamente se genera la señal PWM discreta sobre la base de la señal de referencia y una segunda señal portadora, estando la primera señal portadora fuera de fase de la segunda señal portadora y siendo el período de tiempo menor que una constante de tiempo de un modo torsional de un accionamiento del sistema mecánico mediante la señal PWM discreta. En tales procedimientos, el período de tiempo puede ser variable. En una segunda realización, estos procedimientos incluyen el cálculo de un componente de frecuencia de batido de un sistema mecánico accionado por la señal PWM discreta sobre la base de una frecuencia de salida fundamental y una frecuencia de una señal portadora, añadiendo a una señal de referencia una señal de perturbación basada en el componente de frecuencia de batido calculado, y la generación de la señal PWM discreta, de tal manera que una frecuencia de batido de un sistema mecánico

accionado por la señal PWM discreta no está excitado. En estos procedimientos, la señal de perturbación es una forma de onda sinusoidal que tiene una frecuencia sustancialmente igual a la frecuencia de batido, una magnitud sustancialmente igual a la magnitud del componente de frecuencia de batido, y un ángulo de fase sustancialmente desplazado en  $180^\circ$  desde un ángulo de fase del componente de la frecuencia de batido después de tener en cuenta la suma de los retrasos de fase en el sistema.

5



**REVINDICACIONES**

1. Procesador PWM (30), que comprende:

5 una unidad moduladora (14) para generar una señal PWM para accionar un sistema mecánico (24); y  
 una unidad generadora de la señal portadora conectada a una entrada de la señal portadora de la unidad  
 moduladora, estando configurado el generador de la señal portadora para generar una primera y segunda  
 10 señales portadoras (32, 34), en el que la unidad moduladora genera una señal PWM que corresponde a una  
 señal de referencia suministrada a la misma utilizando alternativamente la primera y segunda señales  
 portadoras, y en el que la primera señal portadora (32) está fuera de fase respecto a la segunda señal  
 portadora (34) para minimizar los armónicos de par indeseables sobre el sistema mecánico,  
 en el que el período de tiempo para usar alternativamente la primera y segunda señales portadoras es  
 pequeño en comparación con la constante de tiempo de un modo torsional del sistema mecánico (27).

2. Procesador PWM (30) según la reivindicación 1, en el que la unidad moduladora (14) genera la señal PWM sin ninguna señal de realimentación desde el sistema mecánico.

3. Procesador PWM (30) según cualquier reivindicación anterior, que comprende:

15 una unidad de perturbación conectada a la entrada de la señal de referencia de la unidad moduladora, y  
 una unidad de predicción del componente de frecuencia de batido conectada a la unidad de perturbación, en  
 el que un componente de frecuencia de la señal de referencia suministrada a la unidad de perturbación  
 correspondiente a una frecuencia de batido del sistema mecánico se elimina mediante la adición a la señal de  
 20 referencia de una señal de perturbación producida por la unidad de perturbación sobre la base de los cálculos  
 realizados por la unidad de predicción del componente de frecuencia de batido, de manera que la frecuencia  
 de batido del sistema mecánico no es excitada por la señal PWM producida por la unidad moduladora.

4. Procedimiento de generación de una señal PWM, comprendiendo el procedimiento:

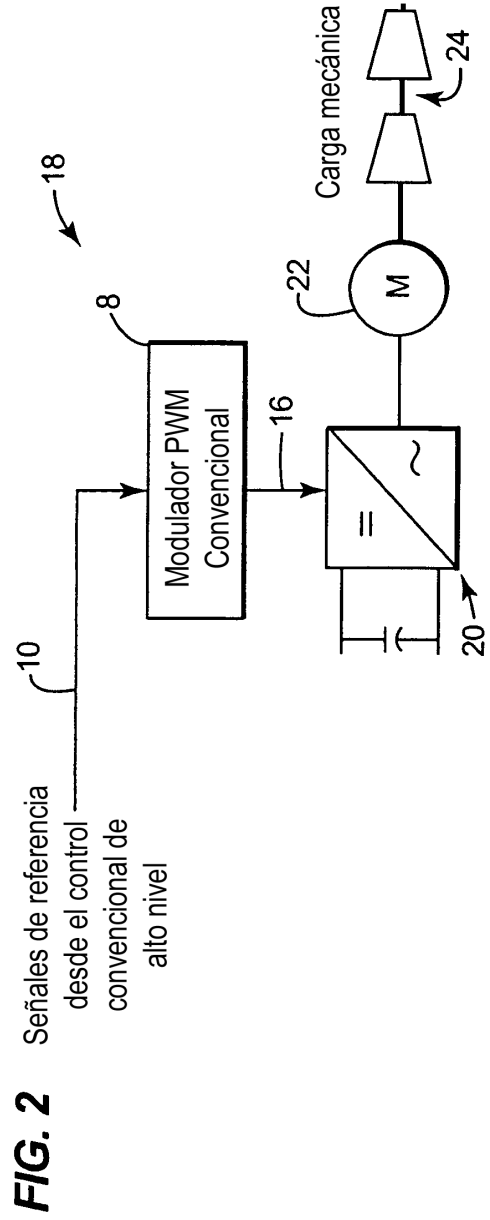
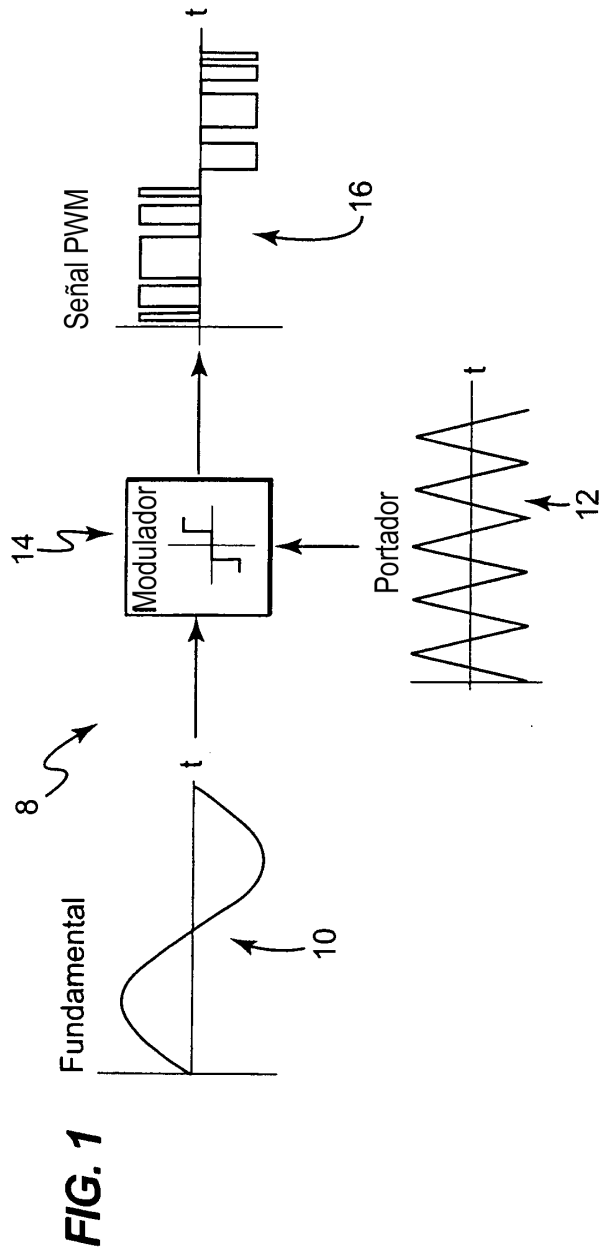
25 generar la señal PWM basada en una señal de referencia y una primera señal portadora (32), y  
 después de un período de tiempo, generar alternativamente la señal PWM basada en la señal de referencia y  
 una segunda señal portadora (34), en el que la primera señal portadora está fuera de fase respecto a la  
 segunda señal portadora y el período de tiempo es menor que la constante de tiempo de un modo torsional  
 de un sistema mecánico (24) accionado por la señal PWM, para minimizar los armónicos de par indeseables  
 del sistema mecánico.

5. Procedimiento según la reivindicación 4, en el que el período de tiempo es variable.

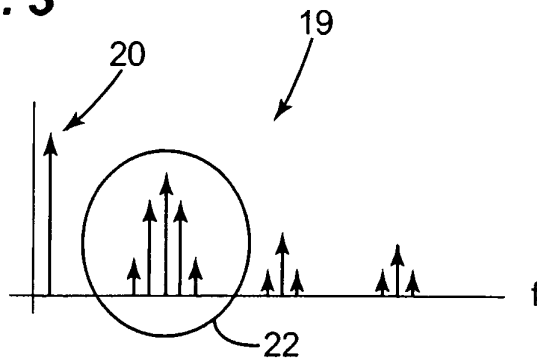
30 6. Procedimiento según la reivindicación 4 o la reivindicación 6, que comprende:

calcular un componente de frecuencia de batido del sistema mecánico basado en una frecuencia de salida  
 fundamental y la frecuencia de una señal portadora (12);  
 añadir a la señal de referencia una señal de perturbación basada en el componente de frecuencia de batido  
 calculado, y  
 35 generar la señal PWM de tal manera que una frecuencia de batido de un sistema mecánico accionado por la  
 señal PWM no es excitada.

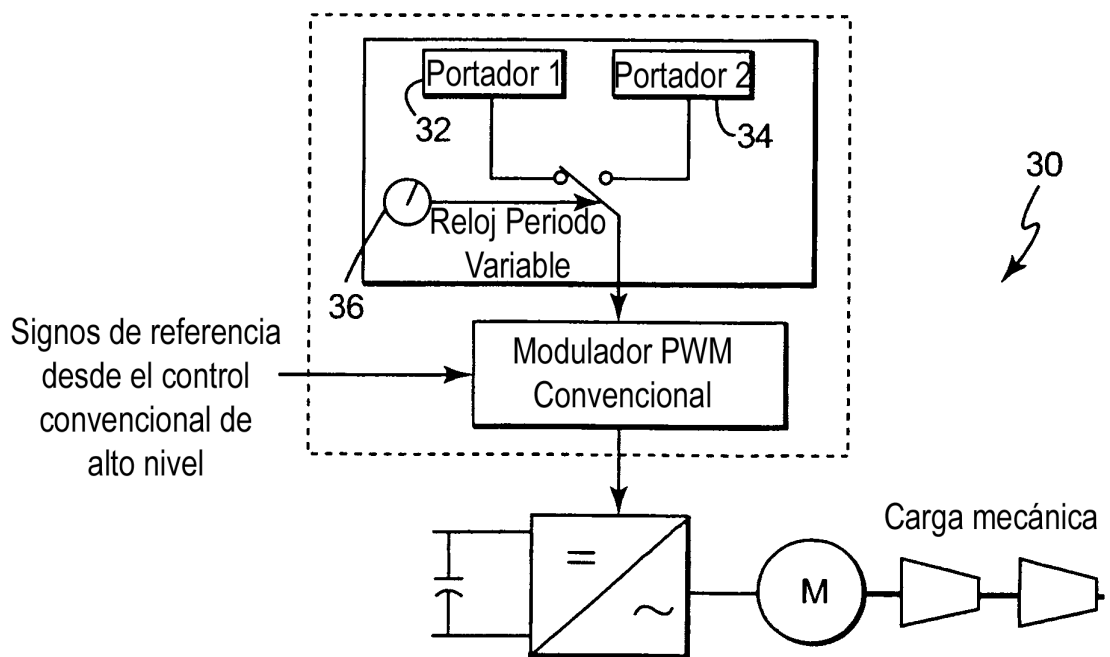
7. Procedimiento según la reivindicación 6, en el que la señal de perturbación es una forma de onda sinusoidal que  
 tiene una frecuencia sustancialmente igual a la frecuencia de batido, una magnitud sustancialmente igual a la  
 40 magnitud del componente de frecuencia de batido, y un ángulo de fase sustancialmente desplazado en 180° a partir  
 de un ángulo de fase del componente de frecuencia de batido.



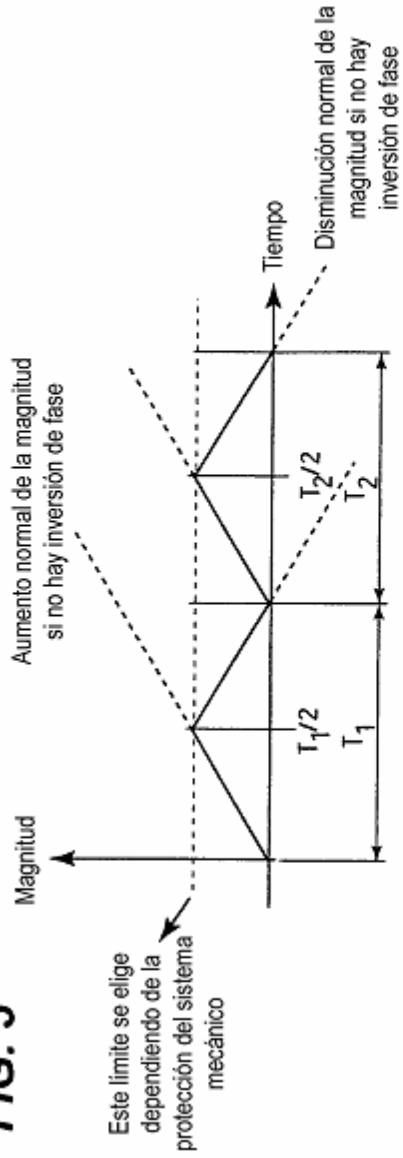
**FIG. 3**



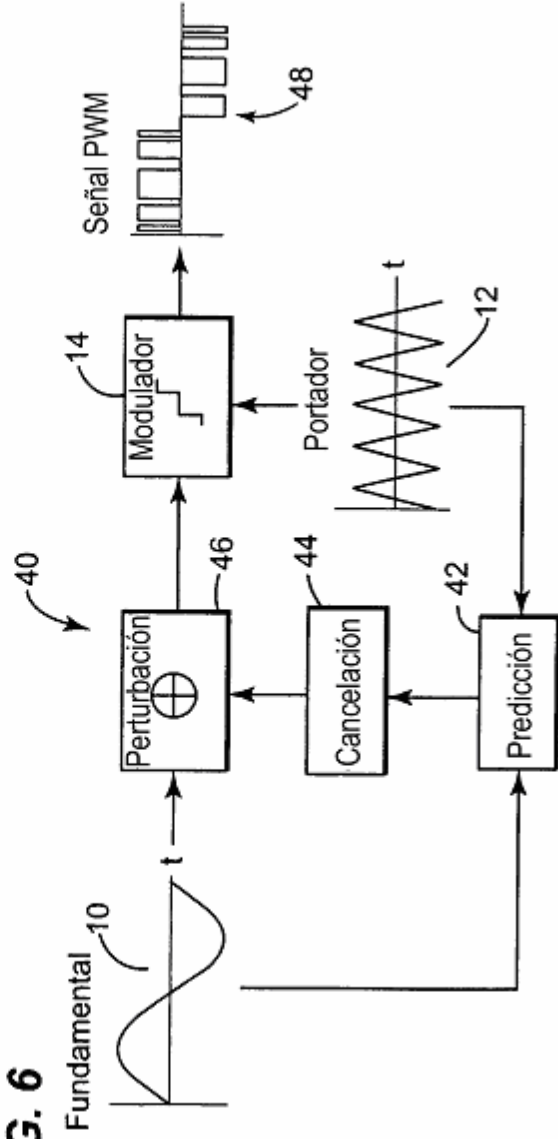
**FIG. 4**



**FIG. 5**



**FIG. 6**



**FIG. 7**

