

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 864 763**

51 Int. Cl.:

**H02M 3/156** (2006.01)

**H02M 3/157** (2006.01)

**H02M 3/158** (2006.01)

12

## TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **21.02.2012 PCT/AU2012/000156**

87 Fecha y número de publicación internacional: **30.08.2012 WO12113015**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **21.02.2012 E 12749974 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **24.03.2021 EP 2678929**

54 Título: **Conversión CC-CC síncrona**

30 Prioridad:

**22.02.2011 AU 2011900603**

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

**14.10.2021**

73 Titular/es:

**REDARC TECHNOLOGIES PTY LTD (100.0%)  
PO Box 469  
Morphett Vale, South Australia 5162, AU**

72 Inventor/es:

**ABRAMOV, IGOR**

74 Agente/Representante:

**ELZABURU, S.L.P**

**ES 2 864 763 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

Conversión CC-CC síncrona

## 5 CAMPO DE LA INVENCION

La presente invención se refiere a dispositivos y métodos de conversión CC-CC que implican rectificación síncrona. En una aplicación típica, se puede usar un ejemplo de la presente descripción en un convertidor CC-CC síncrono, tal como un convertidor reductor síncrono, un convertidor elevador síncrono o combinaciones de los mismos.

## 10 ANTECEDENTES

El uso de convertidores de potencia CC-CC se está generalizando cada vez más en productos eléctricos, tales como ordenadores portátiles y dispositivos móviles. En muchos casos, el rendimiento del producto depende de la eficiencia del convertidor de potencia. Debido a esta dependencia, los fabricantes de productos están demandando convertidores más eficientes, por ejemplo, para preservar la vida útil de la batería o mejorar otro aspecto del rendimiento.

Generalmente, se pueden usar dos tipos de esquemas generales para convertidores CC-CC, a saber, convertidores no síncronos y síncronos.

20 La Figura 1 muestra un diagrama esquemático simplificado para un convertidor reductor no síncrono 100. El convertidor 100 ilustrado incluye un FET 102 (etiquetado como Q1), tal como un MOSFET, un diodo 104 (típicamente un diodo Schottky), un inductor 106 (L), un condensador 108 (C) y una carga 110 (R). El FET 102 y el diodo 104 actúan como interruptores con el FET 102 recibiendo una señal de puerta modulada por ancho de pulso (PWM) 112. La señal PWM 112 se controla para "encender" y "apagar" el FET 102 para regular el voltaje de salida ( $V_{salida}$ ). Cuando se enciende el FET 102, el diodo Schottky 104 se polariza inversamente. En esta configuración, la energía se entrega desde una fuente de voltaje de entrada al inductor 106 y la carga 110. Por otro lado, cuando el FET 102 se apaga, la energía almacenada en el inductor 106 se descarga y la corriente del inductor resultante  $I(L)$  se conduce a través del diodo Schottky 104, que está polarizado hacia adelante. En funcionamiento, el voltaje de salida ( $V_{salida}$ ) del convertidor ilustrado 100 se mantiene controlando el ciclo de trabajo de la señal PWM 112 para proporcionar una señal de pulso más amplia al FET 102 cuando el voltaje de salida ( $V_{salida}$ ) es menor que un voltaje de referencia ( $V_{ref}$ ), o proporcionando una señal de pulso más estrecha al FET 102 cuando el voltaje de salida ( $V_{salida}$ ) supera el voltaje de referencia ( $V_{ref}$ ). A este respecto, en el ejemplo que se muestra en la Figura 1, proporcionar una señal de pulso más amplia al FET 102 aumenta la energía entregada a la carga 110 desde el inductor (L) 106 y, por lo tanto, aumenta el voltaje de salida ( $V_{salida}$ ), mientras que proporcionar una señal de pulso más estrecha al FET 102 reduce la energía entregada a la carga 110 desde el inductor 106 y, por lo tanto, reduce el voltaje de salida ( $V_{salida}$ ). El condensador 108 se proporciona para reducir la ondulación del voltaje de salida.

Los convertidores no síncronos proporcionan un funcionamiento relativamente eficiente cuando la carga demanda una corriente relativamente alta y un voltaje de salida ( $V_{salida}$ ) alto. Sin embargo, cuando la carga (R) demanda poca o ninguna corriente, un convertidor no síncrono puede funcionar en una condición o modo de bajo voltaje. En esta condición, la caída de voltaje directa del diodo 104, que típicamente no es inferior a 0,3 V, reducirá la eficiencia del convertidor, particularmente a voltajes de salida bajos, ya que la proporción relativa de la caída de voltaje directa a través del diodo aumenta en comparación con el voltaje de salida ( $V_{salida}$ ).

45 En un convertidor síncrono, el diodo se reemplaza por un FET, tal como un MOSFET para proporcionar un rectificador síncrono (SR) que tiene una baja resistencia de "encendido" ( $R_{DSON}$ ). Cuando se enciende un MOSFET, proporciona una caída de voltaje que es menor que la del diodo a una corriente dada. Además, la resistencia de "encendido" ( $R_{DSON}$ ) de los FET se puede reducir, ya sea aumentando el tamaño de la matriz o conectando dispositivos discretos en paralelo. En consecuencia, un MOSFET usado en lugar de un diodo puede proporcionar una caída de voltaje significativamente menor a una corriente dada en comparación con un diodo. Esta caída de voltaje reducida puede mejorar la eficiencia de la rectificación síncrona, lo que puede ser beneficioso en aplicaciones sensibles a la eficiencia, el tamaño del convertidor y el rendimiento térmico, tales como dispositivos portátiles o de mano. Además, dado que los fabricantes de MOSFET están introduciendo constantemente nuevas tecnologías MOSFET que tienen una  $R_{DSON}$  y carga de puerta total (QG) más bajas, pueden ser posibles mejoras adicionales de eficiencia que pueden facilitar la implementación de la rectificación síncrona en el diseño del convertidor de potencia y conducir a mejoras de eficiencia adicionales.

La Figura 2A representa, con fines ilustrativos, un diagrama esquemático simplificado de un convertidor "reductor" síncrono 200 para convertir un voltaje de entrada ( $V_{entrada}$ ) a un voltaje de salida ( $V_{salida}$ ) más bajo. En este ejemplo, el FET 202 (Q1) se enciende durante un tiempo suficiente para energizar el inductor 204 (L1) para satisfacer la demanda de corriente de la carga 206 (R). El FET 208 (Q2) reemplaza al diodo 104 representado en la Figura 1. En este ejemplo, el FET 208 proporciona un rectificador síncrono que proporciona una ruta de conducción conmutada que está controlada por, y por lo tanto depende de, una segunda señal de puerta (etiquetada como 'Señal de puerta Q2'). En funcionamiento, la corriente del inductor  $I(L)$  aumenta linealmente cuando Q1 está encendido (y Q2 está apagado) y disminuye linealmente cuando Q1 está apagado (y Q2 está encendido).

Un convertidor síncrono tal como el que se muestra en la Figura 2A puede funcionar en uno de dos modos, a saber, un modo de corriente continua (CCM) o un modo de corriente discontinua (DCM). En relación con el convertidor 200 mostrado en la Figura 2A, en el modo de corriente continua cuando Q1 se apaga, la corriente del inductor I (L) no disminuye a cero, sino que en su lugar continúa fluyendo en una dirección en todo momento. Por otro lado, en el modo de corriente discontinua, que puede ocurrir durante una demanda de corriente de carga baja, la corriente del inductor I (L) se interrumpe y de hecho puede volverse negativa en algún punto, contribuyendo así a una reducción en la eficiencia de conversión.

La Figura 2B muestra un diagrama de tiempo de señal que ilustra la relación de tiempo entre la señal de puerta Q1 (etiquetada como "señal de puerta Q1"), la señal de puerta Q2 (etiquetada como "señal de puerta Q2") y la corriente del inductor I (L) durante el funcionamiento del convertidor mostrado en la Figura 2 en modo de corriente discontinua. Como se muestra en la Figura 2B, cuando se opera en DCM es posible que la corriente del inductor I (L) invierta la dirección y, por lo tanto, se vuelva negativa (región mostrada sombreada), si la señal de puerta Q2 mantiene el FET Q2 en el estado de encendido después de que el inductor (L) haya descargado la energía almacenada por el inductor (L) cuando la señal de puerta Q1 mantuvo Q1 encendido.

En vista de lo anterior, un problema que puede surgir durante el funcionamiento de un convertidor síncrono en comparación con el funcionamiento de un convertidor no síncrono son las pérdidas de eficiencia que pueden surgir debido a que el rectificador síncrono (es decir, Q2) permite una corriente de inductor negativa. Idealmente, el rectificador síncrono debería ser capaz de emular al diodo en el convertidor no síncrono e inhibir la corriente exactamente en el "punto de corriente cero" para evitar así la corriente negativa a través del inductor.

Un enfoque de la técnica anterior para mitigar el problema de corriente negativa que puede ocurrir durante el modo de corriente discontinua implica detectar la corriente del inductor e inhibir o apagar la señal de puerta al rectificador síncrono cuando cambia la polaridad de la corriente del inductor I (L). Sin embargo, tal enfoque puede requerir elementos de detección adicionales que podrían introducir por sí mismos un ruido de señal indeseable y pérdidas de eficiencia adicionales.

Otro enfoque para mejorar el funcionamiento de un rectificador síncrono durante el modo de corriente discontinua se describe en el documento US 2009/0323375. Un enfoque descrito en el documento US 2009/0323375 intenta regular un rectificador síncrono monitoreando el ciclo de trabajo promedio de la señal de control PWM para determinar el efecto de variar un voltaje de referencia ( $V_{ref}$ ) en el ciclo de trabajo para establecer cuándo existe una condición de ciclo de trabajo mínimo para la señal de control PWM. Por lo tanto, este enfoque implica un proceso de prueba y error que se basa en que la carga permanezca sin cambios durante la duración de la regulación. Sin embargo, si la carga cambia repentinamente, puede ser necesario restablecer o reiniciar la regulación desde un punto desconocido y, por lo tanto, no óptimo.

El documento WO2010/083202A1 y J. Qahouq, IEEE Trans. Power Electron., 25, No. 10, 2489 (2010) describen esquemas de control para el funcionamiento sin sensores y la detección de CCM y DCM en un convertidor de potencia de conmutación. Se describe un controlador que utiliza bucles de control dual y no requiere detectar la corriente del inductor o cualquier corriente en el convertidor, lo que elimina o reduce los desafíos y problemas asociados con la detección de corriente. Las ventajas de los métodos descritos se vuelven más importantes cuando se usan en convertidores de frecuencia de conmutación ultra alta, dado que el controlador da como resultado eliminar la necesidad de circuitos de detección de corriente de alta velocidad y bajo ruido, cuando se usa en convertidores de potencia integrados en el chip donde la precisión de detección puede ser un problema más importante en comparación con los convertidores de potencia integrados y en los convertidores de potencia con módulos en paralelo, dado que el controlador elimina los circuitos de detección en cada uno de los módulos.

X. Zhou y otros, Conferencia y exposición de electrónica de potencia aplicada, 1999. APEC '99. Decimocuarto AI, Volumen: 1, describe una nueva tecnología que puede mejorar la eficiencia de carga ligera. Dado que no se requieren sensores de corriente, se pueden lograr una alta densidad y una alta eficiencia que hacen que todo el circuito sea adecuado para la integración. Se dan dos ejemplos de aplicación, y los resultados experimentales sugieren que esta tecnología puede mejorar la eficiencia de carga ligera de los convertidores reductores de rectificador síncrono.

El documento US2005/0258808A1 describe un convertidor reductor de modo de voltaje que tiene un par de interruptores conectados en serie por un nodo de fase para ser conmutados por un par de señales de activación generadas a partir de una primera señal de control. Una resistencia de fase está conectada entre una patilla multifunción y el nodo de fase, y un controlador genera una segunda señal de control y una tercera señal de control a partir de la segunda señal de activación para detectar el voltaje en la patilla multifunción respectivamente para generar una señal de sobrecorriente y una señal de cambio de modo CCM para cambiar el convertidor entre un modo CCM y un modo DCM.

El documento US2006/149499A1 describe un convertidor de potencia en el que una fuente de potencia de entrada se acopla de forma intermitente para proporcionar un flujo de corriente ( $I_{bobina}$ ) en ciclos consecutivos (T) para generar un voltaje de salida ( $V_o$ ). Las duraciones de acoplamiento ( $T_p$ ) se ajustan junto con un recuento de saltos de

ciclo, que es el recuento de ciclos en los que no ocurre ningún acoplamiento. En algunos ejemplos, los ajustes se realizan para mantener las duraciones del acoplamiento cerca del rango máximo de eficiencia (entre TBAJO y TALTO), y el recuento de saltos se ajusta al mismo tiempo para obtener el voltaje de salida deseado en presencia de variaciones de corriente de carga. Las frecuencias de acoplamiento se mantienen en un rango deseado para evitar interferencias con otros elementos del circuito.

Sería deseable proporcionar un circuito y un método eficaces y de bajas pérdidas para controlar un rectificador síncrono.

La discusión de los antecedentes de la invención en la presente memoria se incluye para explicar el contexto de la invención. Esto no debe tomarse como una admisión de que algo del material mencionado fue publicado, conocido o parte del conocimiento general común en la fecha de prioridad de cualquiera de las reivindicaciones.

#### COMPENDIO

La presente invención comprende un convertidor y un método definido por las reivindicaciones independientes. Las realizaciones que no caen dentro del alcance de las reivindicaciones deben interpretarse como ejemplos útiles para comprender la invención.

Según un aspecto de la presente descripción, se proporciona un convertidor CC-CC síncrono para convertir un voltaje de entrada ( $V_{\text{entrada}}$ ) en un voltaje de salida ( $V_{\text{salida}}$ ), teniendo el convertidor un modo operativo de corriente continua (CCM) y un modo operativo de corriente discontinua (DCM), incluyendo el convertidor:

- un interruptor activo que recibe una primera señal de puerta para encender el interruptor activo durante un primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ), la primera señal de puerta tiene un período ( $T_{\text{prd}}$ );
- un rectificador síncrono que recibe una segunda señal de puerta para encender el rectificador síncrono durante un segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ); y
- un controlador para determinar una estimación ( $T_{q1\text{est}}$ ) durante el primer intervalo de tiempo, y luego comparando la estimación ( $T_{q1\text{est}}$ ) con el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ); en donde, en respuesta a la comparación, el controlador determina un modo operativo del convertidor y controla el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) dependiendo del modo operativo determinado.

Otro aspecto de la presente descripción proporciona un método de control de un convertidor síncrono para convertir un voltaje de entrada ( $V_{\text{entrada}}$ ) en un voltaje de salida ( $V_{\text{salida}}$ ), el convertidor que tiene un modo operativo de corriente continua (CCM) y un modo operativo de corriente discontinua (DCM), el convertidor que incluye un interruptor activo que recibe una primera señal de puerta para encender el interruptor activo durante un primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ), la primera señal de puerta que tiene un período ( $T_{\text{prd}}$ ), y un rectificador síncrono que recibe una segunda señal de puerta para encender el rectificador síncrono durante un segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ), incluyendo el método:

- determinar una estimación ( $T_{q1\text{est}}$ ) durante el primer intervalo de tiempo;
- comparar la estimación ( $T_{q1\text{est}}$ ) con el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ );
- determinar un modo operativo del convertidor dependiendo de la comparación; y
- controlar el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) dependiendo del modo operativo determinado.

Un aspecto adicional de la presente descripción proporciona un controlador para un convertidor CC-CC síncrono para convertir un voltaje de entrada ( $V_{\text{entrada}}$ ) en un voltaje de salida ( $V_{\text{salida}}$ ), el convertidor que tiene un modo operativo de corriente continua (CCM) y un modo operativo de corriente discontinua (DCM), el convertidor que incluye un interruptor activo y un rectificador síncrono, incluyendo el controlador:

- una primera salida que proporciona una señal de puerta para encender el interruptor activo durante un primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ), la primera señal de puerta que tiene un período ( $T_{\text{prd}}$ );
- una segunda salida que proporciona una segunda señal de puerta para encender el rectificador síncrono durante un segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ); y
- una unidad de procesamiento para determinar una estimación ( $T_{q1\text{est}}$ ) durante el primer intervalo de tiempo y comparar la estimación ( $T_{q1\text{est}}$ ) con el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ); en donde, en respuesta a la comparación, la unidad de procesamiento determina un modo operativo del convertidor y controla el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) dependiendo del modo operativo determinado.

Otro aspecto más de la presente descripción proporciona un dispositivo programado que incluye un procesador y un conjunto de instrucciones de programa en forma de un programa de software residente en la memoria, las instrucciones de programa ejecutables por el procesador para controlar un convertidor síncrono para convertir un voltaje de entrada ( $V_{\text{entrada}}$ ) en un voltaje de salida ( $V_{\text{salida}}$ ), el convertidor que tiene un modo operativo de corriente continua (CCM) y un modo operativo de corriente discontinua (DCM), el convertidor que incluye un interruptor activo que recibe una primera señal de puerta para encender el interruptor activo durante un primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ), la primera señal de puerta que tiene un período ( $T_{\text{prd}}$ ), y un rectificador síncrono que recibe una segunda señal de puerta para encender el rectificador síncrono durante un segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ), donde las instrucciones del programa son ejecutables por el procesador para hacer que el procesador:

determine una estimación ( $T_{q1est}$ ) durante el primer intervalo de tiempo;  
 compare la estimación ( $T_{q1est}$ ) con el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ );  
 determine un modo operativo del convertidor dependiendo de la comparación; y  
 controle el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) dependiendo del modo operativo determinado.

En un aspecto adicional de la presente descripción, se proporciona un controlador para controlar un convertidor CC-CC síncrono, el convertidor que tiene un modo operativo de corriente continua (CCM) y un modo operativo de corriente discontinua (DCM), el convertidor que incluye un interruptor activo que recibe una primera señal de puerta para encender el interruptor activo durante un primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ), la primera señal de puerta que tiene un período ( $T_{prd}$ ), y un rectificador síncrono acoplado que recibe una segunda señal de puerta para encender el rectificador síncrono durante un segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ), incluyendo el controlador:

una unidad de procesamiento para determinar una estimación ( $T_{q1est}$ ) durante el primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ), y luego comparar la estimación ( $T_{q1est}$ ) con el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ );  
 en donde, en respuesta a la comparación, el controlador determina un modo operativo del convertidor y controla el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) dependiendo del modo operativo determinado.

Una ventaja de los ejemplos de la presente descripción es que el modo operativo del convertidor síncrono se puede determinar sin monitorear o detectar la corriente del inductor  $I(L)$  o el voltaje ( $V_{sw}$ ) a través del rectificador síncrono. Tal detección adicional puede requerir elementos de hardware adicionales, tales como uno o más sensores adicionales, que pueden contribuir a retrasos indeseables o pérdidas de eficiencia. Por tanto, los ejemplos de la presente descripción pueden proporcionar una eficacia operativa y características de ruido de señal mejoradas.

#### BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La presente descripción se describirá ahora en relación con varios ejemplos ilustrados en los dibujos adjuntos. Sin embargo, debe apreciarse que la siguiente descripción no es para limitar la generalidad de la descripción anterior.

En los dibujos:

La Figura 1 es un diagrama esquemático simplificado de un convertidor reductor no síncrono convencional;  
 La Figura 2A es un diagrama esquemático simplificado de un convertidor reductor síncrono convencional;  
 La Figura 2B es un diagrama de temporización que ilustra una relación de temporización entre las señales para el convertidor mostrado en la Figura 2A cuando funciona en DCM;  
 La Figura 3 es un diagrama esquemático simplificado de un convertidor reductor síncrono;  
 La Figura 4 es un diagrama de temporización de señal para el convertidor reductor mostrado en la Figura 3 cuando funciona en un modo de corriente continua (CCM);  
 La Figura 5 es un diagrama de temporización de señal para el convertidor reductor mostrado en la Figura 3 cuando funciona en un modo de corriente discontinua (DCM);  
 La Figura 6 es otro diagrama de temporización de señal para el convertidor reductor mostrado en la Figura 3 cuando funciona en modo de corriente discontinua (DCM);  
 La Figura 7 es otro diagrama de temporización de señal para el convertidor reductor mostrado en la Figura 3 cuando funciona en modo de corriente discontinua (DCM);  
 La Figura 8 es un diagrama de flujo de un método de control de un convertidor reductor síncrono;  
 La Figura 9 es un diagrama esquemático simplificado de un convertidor elevador síncrono;  
 La Figura 10 es un diagrama de temporización de señal para el convertidor elevador mostrado en la Figura 9 cuando funciona en un modo de corriente continua (CCM);  
 La Figura 11 es un diagrama de temporización de señal para el convertidor elevador mostrado en la Figura 9 cuando funciona en un modo de corriente discontinua (DCM);  
 La Figura 12 es otro diagrama de temporización de señal para el convertidor elevador mostrado en la Figura 9 cuando funciona en modo de corriente discontinua (DCM);  
 La Figura 13 es otro diagrama de temporización de señal para el convertidor elevador mostrado en la Figura 9 cuando funciona en modo de corriente discontinua (DCM); y  
 La Figura 14 es un diagrama de flujo de un método de control de un convertidor elevador síncrono.

#### DESCRIPCIÓN DETALLADA DE UNA REALIZACIÓN

La siguiente descripción describe ejemplos de la presente descripción con referencia particular a un convertidor reductor síncrono y un convertidor elevador síncrono. Sin embargo, se apreciará que la descripción de los ejemplos particulares no es limitativa. De hecho, se pueden aplicar ejemplos de la presente descripción a cualquier convertidor CC-CC que incluya un rectificador síncrono, tal como convertidores de múltiples etapas (por ejemplo, convertidores síncronos reductor-elevador o elevador-reductor), convertidores del lado secundario y convertidores síncronos de transferencia inversa.

##### Ejemplo 1: convertidor reductor síncrono

Con referencia inicialmente a la Figura 3, se muestra un diagrama esquemático simplificado de un convertidor reductor CC-CC síncrono 300 según una realización. Como entenderá un lector experto, en funcionamiento un

convertidor reductor convierte un voltaje de entrada ( $V_{\text{entrada}}$ ) en un voltaje de salida ( $V_{\text{salida}}$ ) menor que el voltaje de entrada ( $V_{\text{entrada}}$ ).

El convertidor 300 ilustrado incluye un interruptor activo 302 (etiquetado como Q1), un rectificador síncrono 304 (etiquetado como Q2) y un controlador 306. El interruptor activo 302 y el rectificador síncrono 304 pueden incluir dispositivos MOSFET que tienen una baja resistencia de encendido ( $R_{\text{DSON}}$ ), una carga de puerta baja y valores nominales de corriente y voltaje adecuados para la aplicación prevista. La selección de dispositivos MOSFET adecuados estaría dentro del conocimiento de una persona experta en la técnica. El convertidor 300 también incluye un inductor (L) y un condensador (C) que forman una configuración de circuito para proporcionar el voltaje de salida ( $V_{\text{salida}}$ ) a una carga (R). La función y la selección del inductor (L), el condensador (C) y la carga (R) también serían bien entendidas por un experto en la técnica.

La puerta del interruptor activo 302 (Q1) está acoplada a una primera entrada de control 308 que proporciona una primera señal de puerta (PWM\_1) para "encender" y "apagar" alternativamente el interruptor activo durante los intervalos de tiempo respectivos. La primera señal de puerta (PWM\_1) es una señal modulada por ancho de pulso (PWM) que tiene un ciclo de trabajo variado de manera controlable por el controlador 306 para mantener el voltaje de salida ( $V_{\text{salida}}$ ) en un nivel deseado, siendo el ciclo de trabajo la relación del tiempo de "encendido", siendo un primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ), y el período ( $T_{\text{prd}}$ ) de la primera señal de puerta (PWM\_1). Para cada período ( $T_{\text{prd}}$ ) de la primera señal de puerta (PWM\_1), el primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ) corresponde al ancho de pulso de un pulso usado para encender el interruptor activo 302 en ese período ( $T_{\text{prd}}$ ). Técnicas para controlar el ciclo de trabajo de la primera señal de puerta (PWM\_1) para convertir un voltaje de entrada ( $V_{\text{entrada}}$ ) en un voltaje de salida deseado ( $V_{\text{salida}}$ ) usando una configuración de convertidor reductor estarían dentro del conocimiento de un lector experto.

La puerta del rectificador síncrono 304 (Q2) está acoplada a una segunda entrada de control 310 que proporciona una segunda señal de puerta (PWM\_2) para "encender" y "apagar" alternativamente el rectificador síncrono 304 durante los intervalos de tiempo respectivos. En el presente caso, la segunda señal de puerta (PWM\_2) es una señal modulada por ancho de pulso que tiene un ciclo de trabajo que varía de forma controlable por el controlador 306 usando un algoritmo de control que se describirá con más detalle a continuación. En este caso, se apreciará que el ciclo de trabajo de la segunda señal de puerta (PWM\_2) es la relación del tiempo de "encendido" del rectificador síncrono 304, siendo un segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ), y el período ( $T_{\text{prd}}$ ) de la segunda señal de puerta (PWM\_2). Para cada período ( $T_{\text{prd}}$ ) de la segunda señal de puerta (PWM\_2), el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) corresponde al ancho de pulso de un pulso utilizado para encender el rectificador síncrono 304 dentro de ese período ( $T_{\text{prd}}$ ).

La segunda señal de puerta (PWM\_2) se controla de modo que el interruptor activo 302 y el rectificador síncrono 304 tengan tiempos de "encendido" o de conducción no superpuestos.

Durante el funcionamiento, cuando se activa la primera señal de puerta (PWM\_1) para encender el interruptor activo 302 durante el primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ), se proporciona una ruta de conducción que incluye la fuente de voltaje de entrada ( $V_{\text{entrada}}$ ), el inductor (L), el condensador (C) y la carga (R). Esta ruta de conducción permite que el inductor (L) almacene energía atribuible a la corriente a través del inductor, cuya corriente aumenta de manera lineal mientras el interruptor activo 302 permanece encendido. Durante el primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ), la segunda señal de puerta (PWM\_2) mantiene el rectificador síncrono 304 en un estado apagado para inhibir la conducción del rectificador síncrono 304. Cuando se controla la primera señal de puerta (PWM\_1) para apagar el interruptor activo 302, la fuente de voltaje de entrada ( $V_{\text{entrada}}$ ) está aislada del inductor (L) y la segunda señal de puerta (PWM\_2). Durante este tiempo, la segunda señal de puerta (PWM\_2) se activa para encender el rectificador síncrono 304 para proporcionar así una ruta de conducción que permite que el inductor (L) descargue la energía almacenada proporcionando corriente a la carga (R), cuya corriente disminuye de manera lineal mientras el rectificador síncrono 304 permanece encendido.

La activación de la segunda señal de puerta (PWM\_2) para encender el rectificador síncrono 304 es sustancialmente síncrona con la segunda señal de puerta (PWM\_2) que apaga el interruptor activo 302. Un ligero retraso en la activación de la segunda señal de puerta (PWM\_2) puede ser proporcionado para asegurar que el rectificador síncrono 304 y el interruptor activo 302 no se enciendan al mismo tiempo.

En el presente ejemplo, y como se explicará con más detalle a continuación, el control de la temporización de señal de la segunda señal de puerta (PWM\_2) está regulado por el controlador 306 para controlar la duración del segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) dependiendo del modo operativo del convertidor 300 controlando la temporización del instante en el que se apaga el rectificador síncrono 304.

El controlador 306 puede incluir un dispositivo programado, tal como un microcontrolador programado con un conjunto de instrucciones de programa. Un ejemplo de un controlador adecuado incluye una CPU basada en RISC de 16 bits con frecuencia interna de 40 MHz, convertidores de analógico a digital de 10 bits (ADC) con tiempo de conversión de 300 ns, ROM de 8 kB, RAM de 0,5 kB y salidas PWM directamente activadas con 10 bits de resolución. Otro ejemplo de un controlador adecuado incluye un microcontrolador TMS320F28027, con frecuencia

interna de 60MHz, canales PWM para señales directas de puerta y ADC de 12 bits con tiempo de conversión de 300 ns.

En otras realizaciones, el controlador 306 puede incluir un circuito integrado de aplicación específica (ASIC), un microcontrolador, un módulo de procesador, un dispositivo lógico programado (tal como PAL, GAL, CPLD, FPGA) o similares. El controlador 306 puede incluir memoria incorporada para almacenar un conjunto de instrucciones de programa, o alternativamente, el conjunto de instrucciones de programa puede almacenarse en un dispositivo de memoria externo separado que es direccionable por el controlador 306. Los dispositivos de memoria externa adecuados pueden incluir, por ejemplo, un dispositivo de memoria PROM, EPROM, EEPROM o FLASH, o similar. Un destinatario experto conocerá otros dispositivos de memoria adecuados.

En el presente caso, el controlador 306 incluye entradas para la detección periódica y sustancialmente simultánea de valores del voltaje de entrada ( $V_{entrada}$ ), del voltaje de salida ( $V_{salida}$ ), y del voltaje a través del rectificador síncrono 304 ( $V_{sw}$ ). Cabe señalar que, aunque en el presente caso se detecta un conjunto particular de valores de parámetros de circuito, es posible que otras realizaciones puedan detectar un conjunto diferente de valores de parámetros de circuito.

Las entradas incluyen, por ejemplo, entradas a los respectivos convertidores de analógico a digital (A/D) de 10 bits a bordo del controlador 306, aunque debe apreciarse que se pueden usar convertidores A/D de mayor precisión, si se requiere.

En la realización ilustrada, el controlador 306 detecta valores del voltaje de entrada ( $V_{entrada}$ ), del voltaje de salida ( $V_{salida}$ ) y del voltaje ( $V_{sw}$ ) a través del rectificador síncrono 304 durante una operación de muestreo sincronizada con la desactivación del pulso de encendido para el interruptor activo 302. En otras palabras, en el ejemplo ilustrado, la operación de muestreo se sincroniza con un borde descendente o de salida de la primera señal de puerta (PWM\_1). En algunas realizaciones, la operación de muestreo puede producirse de forma síncrona con cada borde descendente o de salida de la primera señal de puerta (PWM\_1). Sin embargo, en otras realizaciones, la operación de muestreo puede producirse de forma síncrona con cada borde alternativo descendente o de salida de la primera señal de puerta (PWM\_1). Preferiblemente, la operación de muestreo no debería ocurrir con menos frecuencia que una vez cada tres pulsos de la primera señal de puerta.

En el presente caso, el controlador 306 procesa al menos los valores detectados de  $V_{entrada}$ ,  $V_{salida}$ , y  $V_{sw}$  para determinar una estimación ( $T_{q1est}$ ) durante el primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ) utilizando un algoritmo de estimación, y luego compara la estimación ( $T_{q1est}$ ) con el valor actual del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ) para determinar el modo operativo del convertidor 300. A este respecto, en el presente caso el valor actual del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ) es accesible al controlador 306 porque el controlador 306 establece y controla ese valor para regular el voltaje de salida ( $V_{salida}$ ) y por lo tanto mantiene ese valor en la memoria. En el presente caso, el algoritmo de estimación para la realización ilustrada en la Figura 3 incluye:

$$T_{q1est} = V_{salida} \frac{T_{prd}}{V_{entrada}}$$

Donde:

- $T_{q1est}$  es la estimación para el primer intervalo de tiempo (es decir, el tiempo de "encendido" para el interruptor activo 304);
- $V_{salida}$  es el voltaje de salida detectado;
- $T_{prd}$  es el período de la primera señal de puerta; y
- $V_{entrada}$  es el voltaje de entrada detectado.

Debe entenderse que el algoritmo de estimación anterior es ejemplar. De hecho, se prevé que se puedan emplear algoritmos de estimación alternativos que incluyan parámetros adicionales a los enumerados anteriormente.

La determinación del modo operativo del convertidor 300 basado en una comparación del primer intervalo de tiempo real ( $T_{q1}$ ) con una estimación del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1est}$ ) puede implicar una comparación directa de la estimación para el primer intervalo de tiempo ( $T_{q1est}$ ) con el primer intervalo de tiempo real ( $T_{q1}$ ). Por ejemplo, en una realización, el controlador 306 determina que el convertidor 300 está funcionando en modo de corriente discontinua (DCM) si el primer intervalo de tiempo real ( $T_{q1}$ ) excede la estimación para el primer intervalo de tiempo ( $T_{q1est}$ ) o, alternativamente, determina que el convertidor 300 está funcionando en modo de corriente continua (CCM) si el primer intervalo de tiempo real ( $T_{q1}$ ) es menor que la estimación para el primer intervalo de tiempo ( $T_{q1est}$ ).

No es esencial que se emplee una simple comparación directa del tipo descrito anteriormente, y es posible que se puedan emplear otros tipos de comparación. Por ejemplo, en otra realización se incluye un desplazamiento (es decir, un  $\Delta T$ ) en la comparación para compensar las pérdidas potenciales en el convertidor 300, o posiblemente para

tener en cuenta las inexactitudes en el cálculo de  $T_{q1est}$  que pueden surgir debido a errores de medición. A modo de ejemplo,  $T_{q1}$  puede compararse con la suma de  $T_{q1est}$  y el desplazamiento ( $\Delta T$ ). El desplazamiento puede determinarse empíricamente a través de mediciones realizadas durante el funcionamiento del convertidor 300 o estimarse a través de un modelo adecuado. Se prevé que la compensación ( $\Delta T$ ) será aproximadamente del 2% al 5% del período ( $T_{prd}$ ) de la primera señal de puerta (PWM\_1).

Con referencia a las Figuras 4 a 8, habiendo determinado el modo operativo del convertidor 300, el controlador 306 controla entonces el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) utilizando un algoritmo de control seleccionado según el modo operativo determinado que, como se describió anteriormente, se determinará como CCM o DCM. La Figura 8 muestra un diagrama de flujo 800 para un método ejemplar de control del convertidor síncrono 300 mostrado en la Figura 3 antes y después de haber determinado el modo operativo.

Con referencia ahora a la Figura 4, se muestra un diagrama de temporización que muestra las relaciones de temporización de señal para el convertidor 300 cuando el modo operativo se determina como CCM, lo que significa que la corriente del inductor  $I(L)$  no desciende a cero amperios y, por lo tanto, no se interrumpe. Como se muestra en la Figura 8, si el controlador 306 determina que el convertidor 300 está funcionando en CCM, el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) se controla en base al supuesto de que una de las puertas (es decir, el interruptor activo 302 o el rectificador síncrono 304) siempre está encendido (sin incluir un período de transición). En este caso,  $T_{q2}$  se determina de la siguiente manera:

$$T_{q2} = T_{prd} - T_{qi}$$

Donde:

- $T_{q2}$  es el tiempo de "encendido" (es decir, el tiempo de conducción) para el rectificador síncrono 304;
- $T_{prd}$  es el período de la primera señal de puerta (PWM\_1); y
- $T_{qi}$  es el tiempo de "encendido" (es decir, el tiempo de conducción) para el interruptor activo 302.

Con referencia ahora a la Figura 5, se muestra un diagrama de temporización de señal que representa una relación de temporización de señal óptima o ideal cuando el convertidor 300 (ref. Figura 3) está funcionando en DCM. Como se muestra, la temporización del instante en el que la corriente del inductor  $I(L)$  disminuye a cero amperios coincide sustancialmente con el instante en el que se apaga el rectificador síncrono 304, deshabilitando así una ruta de conducción que de otro modo podría permitir la corriente negativa del inductor  $I(L)$ , lo cual es indeseable. Esta relación de temporización coincidente entre la corriente del inductor  $I(L)$  y el apagado del rectificador síncrono 304 a través del control de la segunda señal de puerta (PWM\_2) es, por tanto, una relación óptima o ideal para DCM, al menos en términos de eficiencia operativa.

Las Figuras 6 y 7 muestran diagramas de temporización que representan relaciones de temporización de señal no ideales para el convertidor 300 cuando funciona en DCM. Como se explicará a continuación, la realización del convertidor 300 ilustrada en la Figura 3 funciona para corregir la relación de temporización no ideal entre la segunda señal de puerta (PWM\_2) y la corriente del inductor  $I(L)$  para formar relaciones de temporización de señal que son similares a las representadas en la Figura 5.

Volviendo ahora al ejemplo representado en la Figura 6, en este ejemplo, el instante en el que el rectificador síncrono 304 se apaga (en otras palabras, cada borde descendente de PWM\_2) ocurre más tarde que el instante en el que la corriente del inductor  $I(L)$  disminuye a cero amperios, lo que demuestra así una ruta de conducción que permite una corriente de inductor  $I(L)$  negativa. Esto contrasta con el ejemplo representado en la Figura 7 en el que el instante (ref. línea discontinua 700) en el que se apaga el rectificador síncrono 304 ocurre antes que el instante (ref. línea discontinua 702) en el que la corriente del inductor  $I(L)$  disminuye a cero amperios. Sin embargo, como se muestra en la Figura 7, aunque el rectificador síncrono 304 está apagado, proporciona sin embargo una ruta de conducción debido a la conducción del diodo del cuerpo dentro del rectificador síncrono 304 que permite que la corriente inductora  $I(L)$  fluya durante el período 704.

En los ejemplos que se muestran en la Figura 6 y la Figura 7, se debe observar en ambos ejemplos que un voltaje  $V_{sw}$  está presente a través del receptor síncrono 304 en el instante en el que el rectificador síncrono 304 se apaga (ref. línea de trazos 600 de la Figura 6 y línea de trazos 700 de la Figura 7). En el caso de la Figura 6, ese voltaje es más alto que el voltaje esperado (que para el convertidor reductor ilustrado es 0V), mientras que en la Figura 7 el voltaje  $V_{sw}$  está cerca o por debajo de cero voltios (ref. región 704).

Según el ejemplo ilustrado en la Figura 3, y con referencia ahora a la Figura 8, si el controlador 306 determina que el convertidor 300 está funcionando en DCM, entonces el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ), que es el tiempo de "encendido" para el rectificador síncrono 304, aumenta o disminuye dependiendo de una comparación del voltaje ( $V_{sw}$ ) a través del rectificador síncrono 304 con un voltaje de referencia (que en este ejemplo es 0 V), con el principio siendo que si  $V_{sw} < 0$  V, la corriente del inductor  $I(L)$  es "positiva" en el instante en que se apaga el rectificador síncrono 304, en cuyo caso  $T_{q2}$  se incrementa de forma incremental para extender eficazmente el tiempo de

"encendido" para el rectificador síncrono 304 retrasando el instante en el que el rectificador síncrono 304 se apaga durante el siguiente ciclo de conmutación. Por otro lado, si  $V_{sw} > 0$  V, la corriente del inductor es "negativa" en el instante en que se apaga el rectificador síncrono 304, en cuyo caso  $T_{q2}$  se reduce incrementalmente para reducir eficazmente el tiempo de "encendido" para el rectificador síncrono 304 apagando el rectificador síncrono 304 antes durante el siguiente ciclo de conmutación.

Debe apreciarse que no es esencial que el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) sea aumentado o disminuido sobre la base de una comparación con el voltaje ( $V_{sw}$ ) a través del rectificador síncrono 304 ya que en otras realizaciones el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) puede aumentarse o disminuirse en débase a una comparación que implique un valor detectado de la corriente del inductor  $I$  (L). Sin embargo, se prefiere que el voltaje ( $V_{sw}$ ) a través del rectificador síncrono 304 ( $V_{sw}$ ) sea detectado para evitar el requisito de un sensor de corriente adicional.

En vista de lo anterior, cuando el modo operativo se determina como DCM, el controlador 306 reacciona al voltaje ( $V_{sw}$ ) a través del rectificador síncrono 304 ajustando dinámicamente la duración del "encendido" o tiempo de conducción para el rectificador síncrono 304 para reducir un diferencial entre la temporización del instante en el que el rectificador síncrono 304 se apaga y el "punto de cruce por cero" de la corriente del inductor  $I$  (L). En otras palabras, el convertidor 300 ilustrado intenta ajustar la temporización del instante en el que el rectificador síncrono 304 se apaga variando el ancho de  $T_{q2}$  de modo que el instante en el que se apaga el rectificador síncrono 304 coincide sustancialmente con el "punto de cruce por cero" de la corriente del inductor y, por lo tanto, está más cerca de la temporización ideal de señal representada en la Figura 5. A este respecto, si  $T_{q2}$  es demasiado "largo" (como se muestra en la Figura 6), la corriente negativa se descarga a través del inductor (L) y la carga (R) durante un período de tiempo mientras que el rectificador síncrono 304 está encendido. Como apreciará un lector experto, la pérdida de energía a través de esta ruta de descarga se puede calcular integrando el producto de  $V_{sw}$  e  $I$  (L) durante el período de tiempo 602 (ref. Figura 6) para el cual  $I$  (L) es negativo. Por otro lado, si  $T_{q2}$  es demasiado "corto" (como se muestra en la Figura 7), entonces pueden ocurrir pérdidas adicionales debido a la conducción atribuible a un diodo de cuerpo (no mostrado) dentro del rectificador síncrono 304 después de que el rectificador síncrono 304 se haya apagado. Por tanto, en este caso, aunque el rectificador síncrono 304 esté nominalmente apagado, el diodo de cuerpo no se puede apagar y, por lo tanto, todavía conduce debido a una polarización de voltaje positiva a través del ánodo hacia el cátodo del diodo de cuerpo. En este caso, el ánodo del diodo de cuerpo está conectado a la fuente del rectificador síncrono 304 FET, mientras que el cátodo está conectado al drenador.

Las pérdidas debidas a la conducción del diodo de cuerpo se pueden calcular como el producto de  $V_{sw}$  e  $I$  (L) durante la conducción del diodo. A este respecto, como se puede ver en la Figura 7, durante la conducción del diodo de cuerpo (ref. región 704)  $V_{sw}$  es sustancialmente mayor en comparación con el voltaje inmediatamente antes de que se apague el rectificador síncrono 304. En términos de un ejemplo numérico, durante la conducción normal (es decir, cuando el rectificador síncrono 304 está encendido)  $V_{sw}$  es inferior a 0,1 V, mientras que durante la conducción del diodo de cuerpo  $V_{sw}$  puede estar más cerca de 0.5V, y en corrientes altas alcanzar 1V y más, contribuyendo así a una reducción significativa en la eficiencia.

Los ejemplos de la presente descripción pueden reducir las ineficiencias que surgen de la conducción de diodo de cuerpo descrito anteriormente o las condiciones de corriente negativa aumentando o disminuyendo  $T_{q2}$  para alinear más estrechamente el apagado del rectificador síncrono 304 con el instante en el que la corriente del inductor  $I$  (L) se aproxima a una condición de corriente cero, reduciendo así la duración durante la cual se produce la conducción de corriente negativa o de diodo de cuerpo.

$T_{q2}$  creciente y decreciente puede realizarse mediante cualquier algoritmo adecuado. La cantidad ( $\Delta T_{q2}$ ) por la cual  $T_{q2}$  aumenta o disminuye puede ser una cantidad fija (es decir, un valor constante), o puede ser una cantidad que depende de los parámetros detectados, tal como la magnitud de  $V_{sw}$ . Por ejemplo, la cantidad ( $\Delta T_{q2}$ ) por la cual  $T_{q2}$  aumenta o disminuye puede determinarse o controlarse de acuerdo con una función matemática lineal o de otro tipo que depende de la magnitud de  $V_{sw}$ . Alternativamente, la cantidad por la cual  $T_{q2}$  aumenta o disminuye puede determinarse o controlarse de acuerdo con una función matemática lineal o de otro tipo que depende de un parámetro de la primera señal de control de puerta (PWM\_1), tal como el período ( $T_{prd}$ ) de la primera señal de control de puerta (PWM\_1). A modo de ejemplo, cantidad por la que  $T_{q2}$  aumenta o disminuye puede determinarse o controlarse como:

$$\Delta T_{q2} = kT_{prd}$$

En una realización,  $k$  es de aproximadamente 0,01. Sin embargo, es posible que  $k$  pueda estar entre 0,0005 y 0,05.

Una ventaja de la presente descripción es que el modo operativo del convertidor 300 (ref. Figura 3) se puede determinar sin monitorear o detectar la corriente del inductor (L) o el voltaje ( $V_{sw}$ ) a través del rectificador síncrono 304 que de otro modo puede introducir retrasos o pérdidas indeseables. De hecho, el enfoque adoptado por los ejemplos de la presente descripción contrasta con y puede proporcionar ventajas sobre los enfoques de la técnica anterior que monitorean o detectan la corriente del inductor (L) para determinar cuándo se invierte la polaridad de la corriente del inductor (es decir, una corriente del inductor negativa), o cuando la corriente del inductor ha caído a

cero, o cerca de cero, y determinar así cuándo el convertidor está funcionando en modo operativo de corriente discontinua. Los convertidores que dependen de la detección de la corriente del inductor pueden introducir un ruido de señal no deseado o pérdidas adicionales debido a la necesidad de incorporar elementos de detección adicionales.

Ejemplo 2: convertidor elevador síncrono

Con referencia ahora a la Figura 9, se muestra un diagrama esquemático simplificado de un convertidor elevador CC-CC síncrono 900 según una realización. Como se apreciará, un convertidor elevador acepta un voltaje de entrada ( $V_{entrada}$ ) y produce un voltaje de salida ( $V_{salida}$ ) mayor que el voltaje de entrada.

El convertidor 900 incluye un interruptor activo (etiquetado como Q1), un rectificador síncrono (etiquetado como Q2) y un controlador 306. El controlador 306, el interruptor activo Q1 y el rectificador síncrono Q2 son del mismo tipo que los elementos correspondientes descritos anteriormente en relación con el Ejemplo 1.

El funcionamiento del convertidor 900 es similar en principio al convertidor 300 descrito con referencia al Ejemplo 1 en que implica controlar el interruptor activo Q1 usando una primera señal de puerta (PWM\_1) y controlar el rectificador síncrono Q2 usando una segunda señal de puerta (PWM\_2). Sin embargo, en el caso del convertidor elevador 900, cuando el interruptor activo Q1 se enciende mediante PWM\_1 (y Q2 se apaga mediante PWM\_2), el voltaje de entrada ( $V_{entrada}$ ) se imprime a través del inductor (L) y, por lo tanto, la corriente I (L) a través del inductor (L) aumenta linealmente, lo que aumenta la energía almacenada en el inductor (L). Cuando se apaga el interruptor activo Q1, la corriente a través del inductor (L) continúa fluyendo a través del rectificador síncrono Q2 (que se enciende mediante PWM\_2), el condensador (C) y la carga (R). Por lo tanto, cuando Q2 se enciende (y Q1 se apaga), el inductor (L) descarga su energía almacenada, durante cuyo tiempo la polaridad del voltaje a través del inductor (L) se invierte y, por lo tanto, el voltaje del condensador (C) es mayor que el voltaje de entrada  $V_{entrada}$ . Cuando el interruptor activo Q1 está cerrado (y Q2 está abierto), el rectificador síncrono Q2 no conduce y el condensador (C) mantiene el voltaje de salida  $V_{salida}$  aproximadamente al nivel de voltaje de entrada  $V_{entrada}$ .

Como fue el caso con el convertidor 300 descrito anteriormente en relación con el Ejemplo 1, el convertidor 900 tiene dos modos operativos, a saber, un modo de corriente continua (CCM) y un modo de corriente discontinua (DCM). En el modo de corriente discontinua, no fluye corriente a través del inductor (L) durante parte del ciclo de conmutación. Por otro lado, en el modo de corriente continua, la corriente continúa fluyendo a través del inductor (L) y varía entre un valor mínimo positivo y un valor máximo positivo.

En la realización ilustrada en la Figura 9, el controlador 306 detecta valores del voltaje de entrada ( $V_{entrada}$ ) y el voltaje de salida ( $V_{salida}$ ). En este ejemplo, el controlador 306 procesa al menos los valores detectados de  $V_{entrada}$ ,  $V_{salida}$  y el valor de corriente de  $T_{q2}$  para determinar la estimación ( $T_{q1est}$ ) para el primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ) utilizando un algoritmo de estimación diferente al aplicado en el Ejemplo 1, y luego compara la estimación ( $T_{q1est}$ ) con el valor de corriente del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ) para determinar el modo operativo del convertidor 900.

A este respecto, en el presente caso los valores actuales del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ) y el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) son accesibles al controlador 306 porque el controlador 306 establece y controla esos valores. En el presente caso, un algoritmo de estimación para la realización ilustrada en la Figura 9 incluye:

$$T_{q1est} = (V_{entrada} - V_{salida}) \frac{T_{q2}}{V_{entrada}}$$

Donde:

- $T_{q1est}$  es la estimación para el primer intervalo de tiempo (es decir, el tiempo de "encendido" para el interruptor activo Q1);
- $V_{salida}$  es el voltaje de salida detectado;
- $T_{q2}$  es el segundo intervalo de tiempo (es decir, el tiempo de "encendido" para el rectificador síncrono Q2); y
- $V_{entrada}$  es el voltaje de entrada detectado.

Debe entenderse que el algoritmo de estimación anterior es ejemplar. De hecho, se prevé que se puedan emplear algoritmos de estimación alternativos que incluyan parámetros adicionales a los enumerados anteriormente.

En este ejemplo, la determinación del modo operativo del convertidor 900 en base a una comparación del primer intervalo de tiempo real ( $T_{q1}$ ) con una estimación del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1est}$ ) implica un desplazamiento (es decir, un  $\Delta T$ ) que se incluye en la comparación para compensar las pérdidas potenciales en el convertidor 900, o posiblemente para tener en cuenta las inexactitudes en el cálculo de  $T_{q1est}$ , que puede surgir debido a errores de medición. En el presente ejemplo,  $T_{q1}$  se compara con la suma de  $T_{q1est}$  y el desplazamiento ( $\Delta T$ ). El desplazamiento puede determinarse empíricamente a través de mediciones realizadas durante el funcionamiento del

convertidor 900 o estimarse a través de un modelo adecuado. Se prevé que el desplazamiento será aproximadamente del 2% al 5% del período ( $T_{prd}$ ) de la primera señal de puerta.

5 Con referencia ahora a las Figuras 10 a 14, habiendo determinado el modo operativo del convertidor 900, el controlador 306 controla entonces el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) utilizando un algoritmo de control seleccionado según el modo operativo determinado que, como se describió anteriormente, se determinará como CCM o DCM. La Figura 14 muestra un diagrama de flujo 1400 para un método ejemplar de controlar el convertidor síncrono 900 mostrado en la Figura 9 antes y después de haber determinado el modo operativo.

10 Con referencia ahora a la Figura 10, se muestra un diagrama de temporización que muestra las relaciones de temporización de señal para el convertidor 900 cuando el modo operativo se determina como CCM, lo que significa que la corriente del inductor I (L) no disminuye a cero amperios y, por lo tanto, no se interrumpe. Como se muestra, si el controlador 306 determina que el convertidor 900 está funcionando en CCM, el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) se controla en base al supuesto de que una de las puertas (es decir, el interruptor activo 302 o el rectificador síncrono 304) siempre está encendida (sin incluir un período de transición). En este caso  $T_{q2}$  se determina de la siguiente manera:

$$T_{q2} = T_{prd} - T_{q1}$$

20 Donde:

- $T_{q2}$  es el tiempo de "encendido" del rectificador síncrono Q2;
- $T_{prd}$  es el período de la primera señal de puerta (PWM\_1); y
- $T_{q1}$  es el tiempo de "encendido" del interruptor activo Q1.

25 Con referencia ahora a la Figura 11, se muestra un diagrama de temporización de señal que representa las relaciones de temporización de señal óptimas o ideales cuando el convertidor 900 (ref. Figura 9) está funcionando en DCM. Como se muestra, la temporización del instante (mostrada con trazos) en la que la corriente del inductor I (L) disminuye a cero amperios coincide sustancialmente con el instante en el que se apaga el rectificador síncrono Q2, deshabilitando así una ruta de conducción que de otro modo podría permitir una corriente del inductor negativa, lo cual no es deseable. Esta relación de temporización coincidente entre la corriente del inductor I (L) y el apagado del rectificador síncrono Q2 a través del control de la segunda señal de puerta (PWM\_2) representa por lo tanto una relación óptima o ideal para DCM, al menos en términos de eficiencia operativa.

35 Las Figuras 12 y 13 muestran diagramas de temporización que representan relaciones de temporización de señal no ideales para el convertidor 900 cuando funciona en DCM. Como se explicará a continuación, la realización del convertidor 900 ilustrada en la Figura 9 funciona para corregir la relación de temporización no ideal entre las señales para formar relaciones de temporización de señal que son similares a las representadas en la Figura 11.

40 En primer lugar, volviendo al ejemplo representado en la Figura 12, en este ejemplo, el instante en el que se apaga el rectificador síncrono Q2 ocurre más tarde que el instante en el que la corriente del inductor I (L) disminuye a cero amperios, proporcionando así una ruta de conducción que permite corriente de inductor negativa I (L) durante la duración de  $T_{q2}$ . Esto contrasta con el ejemplo representado en la Figura 13 en el que el instante en el que se apaga el rectificador síncrono Q2 ocurre antes que el instante en el que la corriente del inductor I (L) disminuye a cero amperios. Sin embargo, como se muestra, aunque el rectificador síncrono Q2 está apagado, proporciona sin embargo una ruta de conducción que permite que la corriente del inductor I (L) fluya a través del diodo de cuerpo del rectificador síncrono Q2.

50 En los ejemplos que se muestran en la Figura 12 y la Figura 13, cabe señalar que un voltaje  $V_{sw}$  está presente a través del receptor síncrono Q2 en el instante en el que se apaga el rectificador síncrono Q2. En el caso de la Figura 12, ese voltaje es menor que el voltaje de salida  $V_{salida}$ , mientras que en la Figura 13 el voltaje  $V_{sw}$  excede el voltaje de salida  $V_{salida}$ .

55 Según el ejemplo ilustrado en la Figura 9, si el controlador 306 determina que el convertidor 900 está operando en DCM, entonces el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ), que es el tiempo de "encendido" para el rectificador síncrono Q2, aumenta o disminuye dependiendo de una comparación del voltaje ( $V_{sw}$ ) a través del rectificador síncrono Q2 con el voltaje de salida  $V_{salida}$ , con el principio que es que si  $V_{sw} > V_{salida}$  (como es el caso en la Figura 13) la corriente del inductor I (L) es "positiva" en el instante en que Q2 se apaga, en cuyo caso  $T_{q2}$  se incrementa de forma incremental para incrementar eficazmente el tiempo de conducción del rectificador síncrono Q2 retrasando el instante en el que el Q2 se apaga durante el siguiente ciclo de conmutación. Por otro lado, si  $V_{sw} < V_{salida}$  la corriente del inductor I (L) es "negativa" (como es el caso en la Figura 12) en el instante en que Q2 se apaga, en cuyo caso  $T_{q2}$  se disminuye incrementalmente para reducir eficazmente el tiempo de conducción del rectificador síncrono Q2 apagando Q2 antes durante el siguiente ciclo de conmutación.

Como se explicó en relación con el Ejemplo 1, no es esencial que el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) sea aumentado o disminuido sobre la base de una comparación que implica el voltaje ( $V_{sw}$ ) a través del rectificador síncrono Q2 dado que en otras realizaciones el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) puede aumentarse o disminuirse en débase a una comparación que implique un valor de la corriente de inductor I (L) detectada. Sin embargo, se prefiere que el voltaje ( $V_{sw}$ ) a través del rectificador síncrono Q2 sea detectado para evitar la necesidad de un sensor de corriente adicional.

En vista de lo anterior, cuando el modo operativo se determina como DCM, el controlador 306 reacciona al voltaje ( $V_{sw}$ ) a través del rectificador síncrono Q2 ajustando dinámicamente el tiempo de "encendido" del rectificador síncrono Q2 para reducir un diferencial entre el instante en el que el rectificador síncrono Q2 se apaga y el "punto de cruce por cero" de la corriente del inductor I (L). En otras palabras, el convertidor 900 ilustrado intenta ajustar el instante en el que el rectificador síncrono Q2 se apaga variando el ancho de  $T_{q2}$  de modo que el instante en el que se apaga el rectificador síncrono Q2 coincide sustancialmente con el "punto de cruce por cero" de la corriente del inductor I (L). A este respecto, si  $T_{q2}$  es demasiado "largo" (como se muestra en la Figura 12), la corriente negativa se descarga a través del inductor (L) y la carga (R) durante un período de tiempo mientras que el rectificador síncrono Q2 está encendido. Por otro lado, si  $T_{q2}$  es demasiado "corto" (como se muestra en la Figura 13), entonces pueden ocurrir pérdidas adicionales debido a la conducción del diodo de cuerpo dentro del rectificador síncrono Q2 después de que el rectificador síncrono Q2 se haya apagado.

El convertidor 900 representado en la Figura 9 puede reducir las ineficiencias que surgen de la conducción del diodo de cuerpo descrita anteriormente o las condiciones de corriente negativa aumentando o disminuyendo  $T_{q2}$  para alinear más estrechamente la desconexión del rectificador síncrono Q2 con el instante en el que la corriente del inductor I (L) se acerca a una condición de corriente cero, reduciendo así la duración durante la cual se produce la conducción de diodo de cuerpo o corriente negativa.

$T_{q2}$  creciente y decreciente puede realizarse mediante cualquier algoritmo adecuado. La cantidad ( $\Delta T_{q2}$ ) por la cual  $T_{q2}$  aumenta o disminuye puede ser una cantidad fija (es decir, un valor constante), o puede ser una cantidad que depende de los parámetros detectados, tales como la magnitud de  $V_{sw}$ . Por ejemplo, la cantidad ( $\Delta T_{q2}$ ) por la cual  $T_{q2}$  aumenta o disminuye puede determinarse o controlarse de acuerdo con una función matemática lineal o de otro tipo que depende de la magnitud de  $V_{sw}$ . Alternativamente, la cantidad por la cual  $T_{q2}$  aumenta o disminuye puede determinarse o controlarse de acuerdo con una función matemática lineal o de otro tipo que depende de un parámetro de la primera señal de control de puerta (PWM\_1), tal como el período ( $T_{prd}$ ) de la primera señal de control de puerta (PWM\_1). A modo de ejemplo, cantidad por la que  $T_{q2}$  aumenta o disminuye puede determinarse o controlarse como:

$$\Delta T_{q2} = kT_{prd}$$

En una realización,  $k$  es de aproximadamente 0,01. Sin embargo, es posible que  $k$  pueda estar entre 0,0005 y 0,05.

Un experto en la técnica comprenderá que puede haber variaciones y modificaciones distintas de las descritas específicamente. Debe entenderse que la descripción incluye todas esas variaciones y modificaciones. La descripción también incluye todos los pasos y características a los que se hace referencia, o indicados en esta especificación, individual o colectivamente, y todas y cada una de las combinaciones de dos o más de los pasos o características.

REIVINDICACIONES

1. Un convertidor CC-CC síncrono para convertir un voltaje de entrada ( $V_{entrada}$ ) en un voltaje de salida ( $V_{salida}$ ), el convertidor configurado para tener un modo operativo de corriente continua (CCM) y un modo operativo de corriente discontinua (DCM), incluyendo el convertidor:

un interruptor activo (302) configurado para recibir una primera señal de puerta para encender el interruptor activo durante un primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ), la primera señal de puerta que tiene un período ( $T_{prd}$ );  
 un rectificador síncrono (304) configurado para recibir una segunda señal de puerta para encender el rectificador síncrono durante un segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ); y  
 un controlador (306) configurado para determinar una estimación ( $T_{q1est}$ ) durante el primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ), y luego comparar la estimación ( $T_{q1est}$ ) con el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ); en donde, en respuesta a la comparación, el controlador (306) está configurado para determinar un modo operativo del convertidor y controlar el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) dependiendo del modo operativo determinado, y en donde comparando la estimación ( $T_{q1est}$ ) con el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ) implica aumentar la estimación en una cantidad ( $\Delta T$ ) atribuible a una estimación de pérdidas en el convertidor y comparar el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ) con la estimación aumentada, y **caracterizado por que** el convertidor incluye además:

medios para detectar un valor de voltaje ( $V_{sw}$ ) a través del rectificador síncrono (304) y en donde si el controlador (306) determina el modo operativo como modo operativo de corriente discontinua (DCM) el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) se ajusta según el valor de voltaje detectado ( $V_{sw}$ ), por lo que: en el caso de un convertidor reductor (300), ajustar el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) incluye aumentar el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) si el valor de voltaje detectado ( $V_{sw}$ ) tiene una polaridad negativa, y ajustar el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) incluye disminuir el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) si el valor de voltaje detectado ( $V_{sw}$ ) tiene una polaridad positiva, o en el caso de un convertidor elevador (900), ajustar el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) incluye aumentar el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) si el valor de voltaje detectado ( $V_{sw}$ ) excede el voltaje de salida ( $V_{salida}$ ), y ajustar el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) incluye disminuir el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) si el valor de voltaje detectado ( $V_{sw}$ ) es menor que el voltaje de salida ( $V_{salida}$ ).

2. Un convertidor según la reivindicación 1, en donde el convertidor incluye un convertidor reductor (300) y el convertidor reductor (300) incluye además medios para obtener un valor del voltaje de entrada ( $V_{entrada}$ ), un valor del voltaje de salida ( $V_{salida}$ ), y un valor del período ( $T_{prd}$ ), y en donde la estimación ( $T_{q1est}$ ) para primer intervalo de tiempo se determina en base al menos a los valores obtenidos, preferiblemente la estimación ( $T_{q1est}$ ) para el primer intervalo de tiempo se determina como:

$$T_{q1est} = V_{salida} \frac{T_{prd}}{V_{entrada}}$$

3. Un convertidor según la reivindicación 1, en donde el convertidor incluye un convertidor elevador (900) y el convertidor elevador (900) que incluye además medios para obtener el valor del voltaje de entrada ( $V_{entrada}$ ), el valor del voltaje de salida ( $V_{salida}$ ), y el valor del segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ), y en donde la estimación ( $T_{q1est}$ ) para primer intervalo de tiempo se determina en base al menos a los valores obtenidos, preferiblemente la estimación ( $T_{q1est}$ ) para el primer intervalo de tiempo se determina como:

$$T_{q1est} = (V_{entrada} - V_{salida}) \frac{T_{q2}}{V_{entrada}}$$

4. Un convertidor según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en donde la cantidad atribuible a una estimación de pérdidas en el convertidor tiene un valor de aproximadamente el 2% al 5% del período ( $T_{prd}$ ) de la primera señal de puerta.

5. Un convertidor según la reivindicación 4, en donde el controlador (306) determina el modo operativo del convertidor como modo operativo de corriente continua (CCM) si el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ) excede la estimación aumentada y determina el modo operativo del convertidor como modo operativo de corriente discontinua (DCM) si el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ) es menor que la estimación aumentada.

6. Un convertidor según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en donde el ajuste es aproximadamente el 1% del período ( $T_{prd}$ ) de la primera señal de puerta.

7. Un método de control de un convertidor síncrono según la reivindicación 1 para convertir un voltaje de entrada ( $V_{entrada}$ ) en un voltaje de salida ( $V_{salida}$ ), teniendo el convertidor un modo operativo de corriente continua (CCM) y

un modo operativo de corriente discontinua (DCM), incluyendo el convertidor un interruptor activo (302) que recibe una primera señal de puerta para encender el interruptor activo (302) durante un primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ), la primera señal de puerta que tiene un período ( $T_{prd}$ ), y un rectificador síncrono (304) que recibe una segunda señal de puerta para encender el rectificador síncrono (304) durante un segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ), incluyendo el método:

determinar una estimación ( $T_{q1est}$ ) para el primer intervalo de tiempo;  
 comparar la estimación ( $T_{q1est}$ ) con el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ );  
 determinar un modo operativo del convertidor dependiendo de la comparación; y  
 controlar el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) dependiendo del modo operativo determinado,  
 en donde comparar la estimación ( $T_{q1est}$ ) con el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ) incluye:

aumentar la estimación en una cantidad ( $\Delta T$ ) atribuible a una estimación de pérdidas en el convertidor;  
 comparar el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ) con la estimación aumentada; e incluyendo además:

detectar un valor de voltaje ( $V_{sw}$ ) a través del rectificador síncrono; y  
 si el modo operativo se determina como modo operativo de corriente discontinua (DCM),  
 ajustar el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) según el valor de voltaje detectado ( $V_{sw}$ ), por lo que:

en el caso de un convertidor reductor (300), ajustar el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ )  
 incluye aumentar el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) si el valor de voltaje detectado  
 ( $V_{sw}$ ) tiene una polaridad negativa, y  
 ajustar el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) incluye disminuir el segundo intervalo de  
 tiempo ( $T_{q2}$ ) si el valor de voltaje detectado ( $V_{sw}$ ) tiene una polaridad positiva o en el  
 caso de un convertidor elevador (900),  
 ajustar el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) incluye aumentar el segundo intervalo de  
 tiempo ( $T_{q2}$ ) si el valor de voltaje detectado ( $V_{sw}$ ) excede el voltaje de salida ( $V_{salida}$ ), y  
 ajustar el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ) incluye disminuir el segundo intervalo de  
 tiempo ( $T_{q2}$ ) si el valor de voltaje detectado ( $V_{sw}$ ) es menor que el voltaje de salida  
 ( $V_{salida}$ ).

8. Un método según la reivindicación 7, en donde el convertidor incluye un convertidor reductor (300), incluyendo además:

obtener un valor del voltaje de entrada ( $V_{entrada}$ ), un valor del voltaje de salida ( $V_{salida}$ ) y un valor del período ( $T_{prd}$ ); y  
 determinar la estimación ( $T_{q1est}$ ) para el primer intervalo de tiempo en base a al menos los valores obtenidos,  
 preferiblemente la estimación ( $T_{q1est}$ ) para el primer intervalo de tiempo se determina como:

$$T_{q1est} = V_{salida} \frac{T_{prd}}{V_{entrada}}$$

9. Un método según la reivindicación 7, en donde el convertidor incluye un convertidor elevador (900), incluyendo además:

obtener el valor del voltaje de entrada ( $V_{entrada}$ ), el valor del voltaje de salida ( $V_{salida}$ ) y el valor del segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ); y  
 determinar la estimación ( $T_{q1est}$ ) para el primer intervalo de tiempo en base a al menos los valores obtenidos,  
 preferiblemente la estimación ( $T_{q1est}$ ) para el primer intervalo de tiempo se determina como:

$$T_{q1est} = (V_{entrada} - V_{salida}) \frac{T_{q2}}{V_{entrada}}$$

10. Un método según cualquiera de las reivindicaciones 7 a 9, en donde la cantidad atribuible a una estimación de pérdidas en el convertidor tiene un valor de aproximadamente el 2% al 5% del período ( $T_{prd}$ ) de la primera señal de puerta.

11. Un método según la reivindicación 10, en donde el modo operativo del convertidor se determina como modo operativo de corriente continua (CCM) si el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ) excede la estimación

aumentada, y en donde el modo operativo del convertidor se determina como modo operativo de corriente discontinua (DCM) si el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ) es menor que la estimación aumentada.

5 12. Un método según cualquiera de las reivindicaciones 7 a 11, en donde el ajuste es aproximadamente el 1% del período ( $T_{prd}$ ) de la primera señal de puerta.

13. Un controlador (306) para un convertidor CC-CC síncrono para convertir un voltaje de entrada ( $V_{entrada}$ ) en un voltaje de salida ( $V_{salida}$ ) según la reivindicación 1, incluyendo el controlador (306):

10 una primera salida que proporciona una señal de puerta para encender el interruptor activo (302) durante el primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ), la primera señal de puerta que tiene un período ( $T_{prd}$ );

una segunda salida que proporciona una segunda señal de puerta para encender el rectificador síncrono (304) durante el segundo intervalo de tiempo ( $T_{q2}$ ); y

15 una unidad de procesamiento para determinar una estimación ( $T_{q1est}$ ) para el primer intervalo de tiempo y comparar la estimación ( $T_{q1est}$ ) con el valor del primer intervalo de tiempo ( $T_{q1}$ ).

14. Un dispositivo programado que incluye un procesador y un conjunto de instrucciones de programa en forma de un programa de software residente en la memoria, el dispositivo programado configurado para controlar un convertidor síncrono según la reivindicación 1 mediante la ejecución de los pasos del método según la reivindicación 7.

20

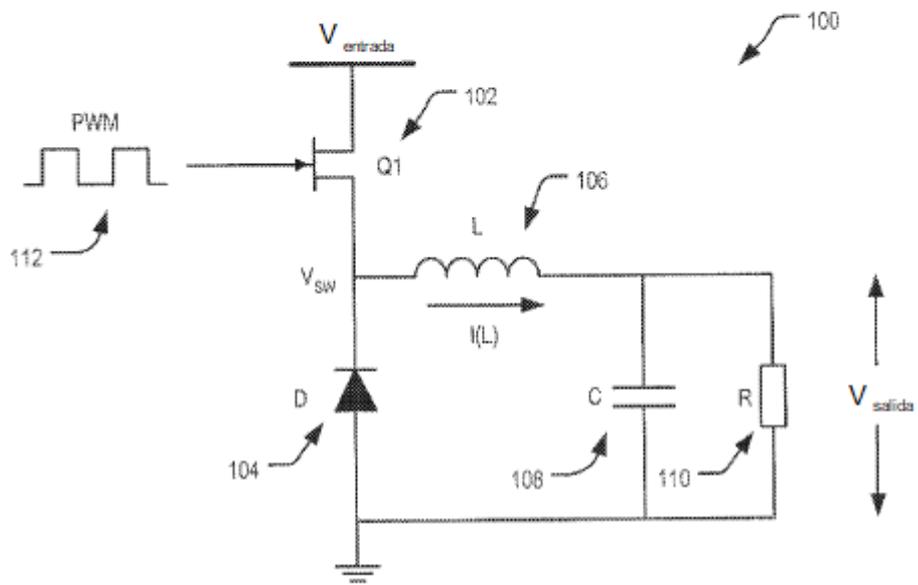


FIGURA 1

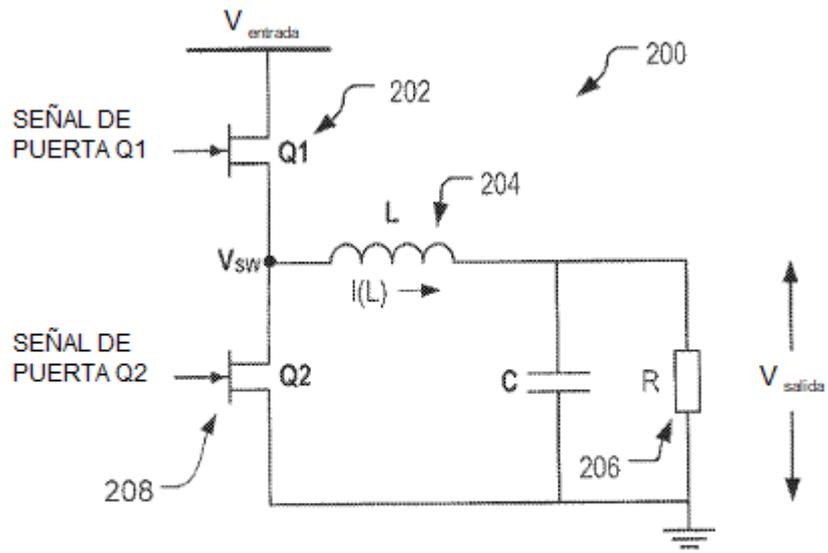


FIGURA 2A

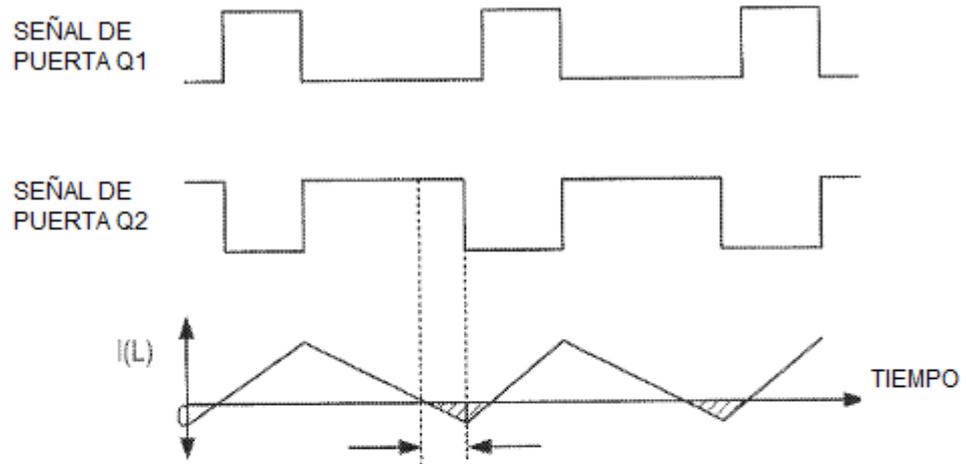


FIGURA 2B

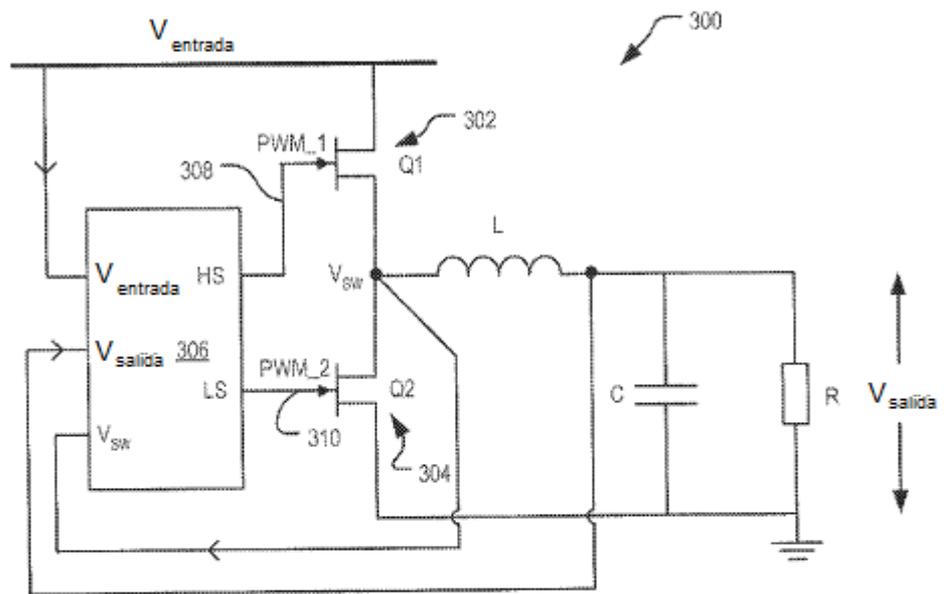


FIGURA 3

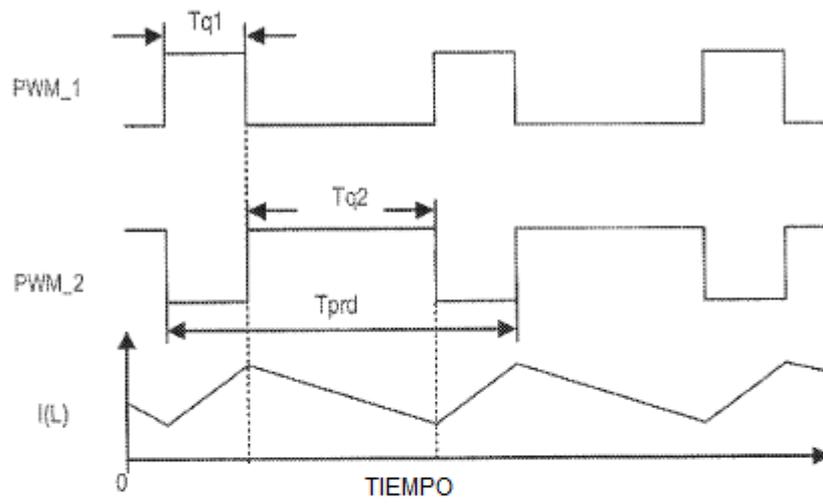


FIGURA 4

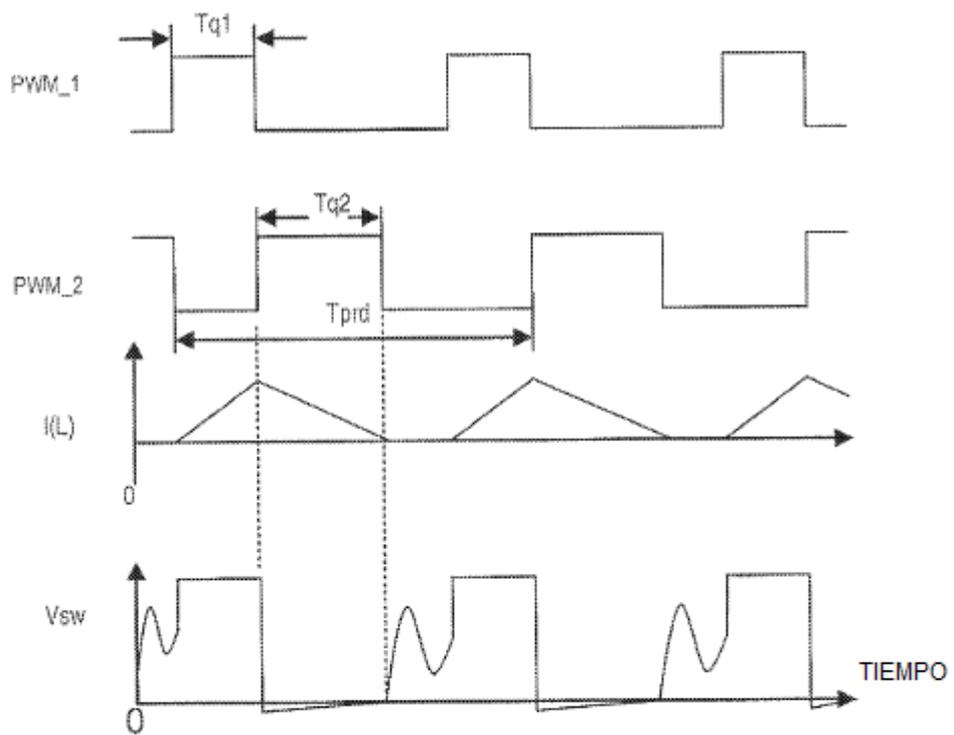


FIGURA 5

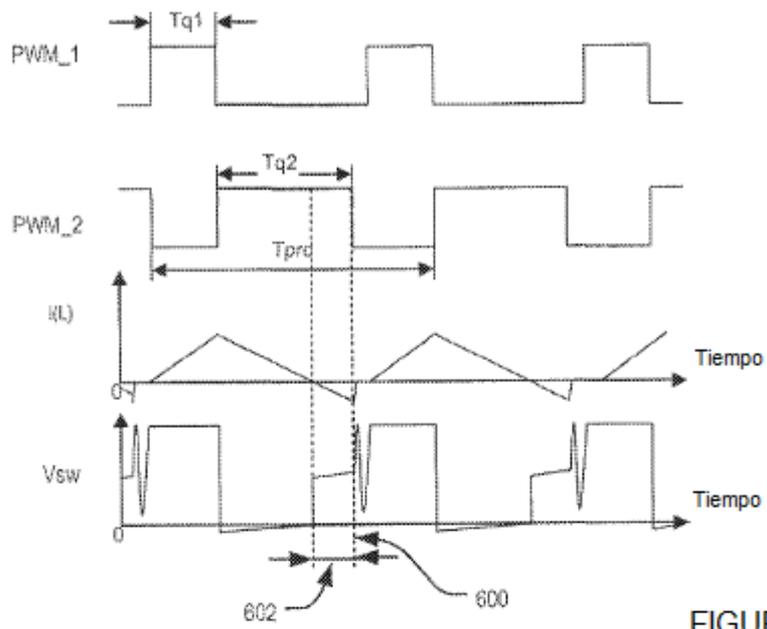


FIGURA 6

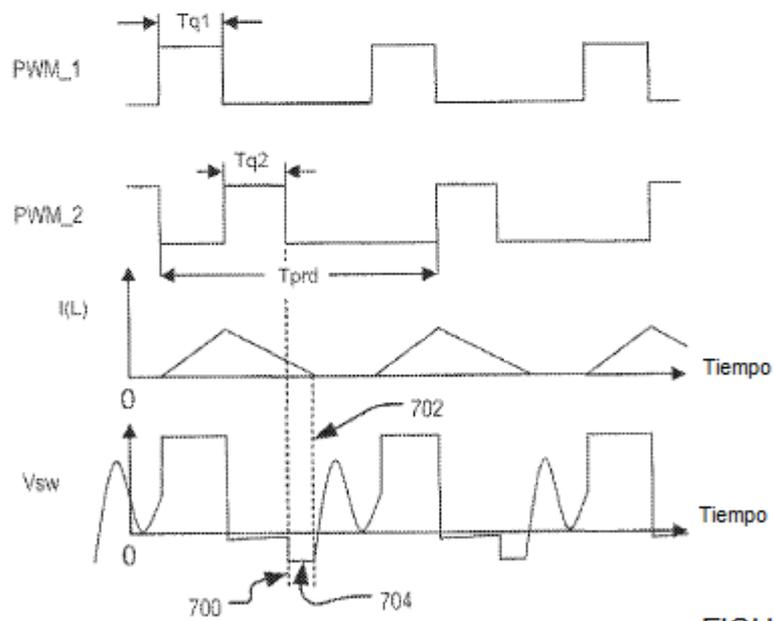


FIGURA 7

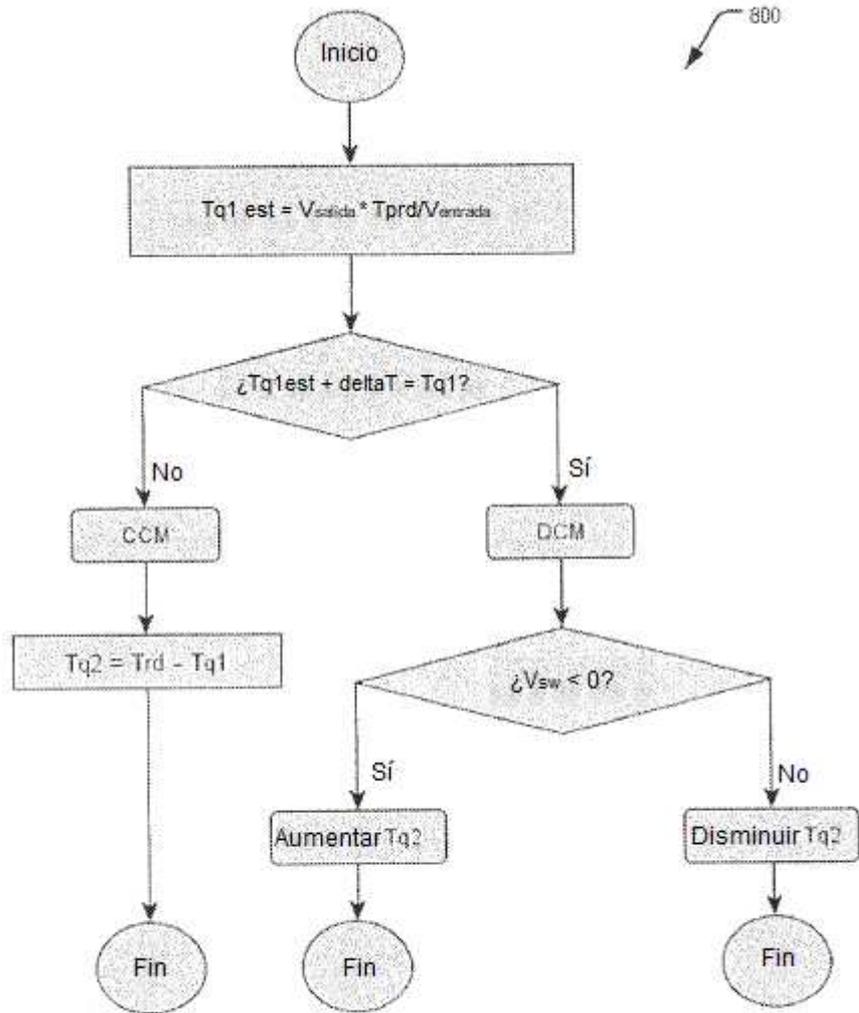


FIGURA 8

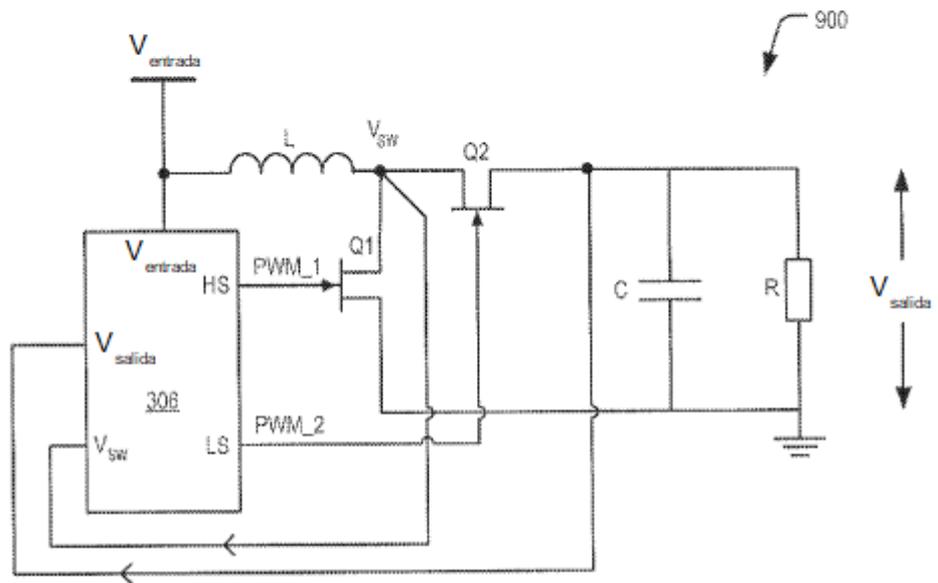


FIGURA 9

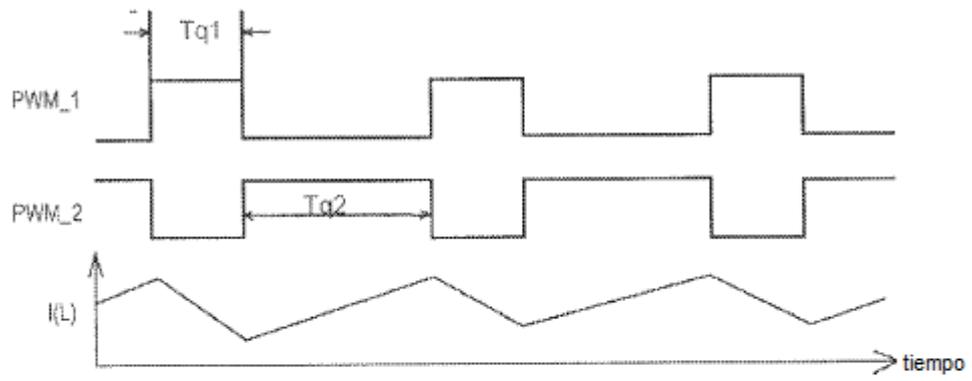


FIGURA 10

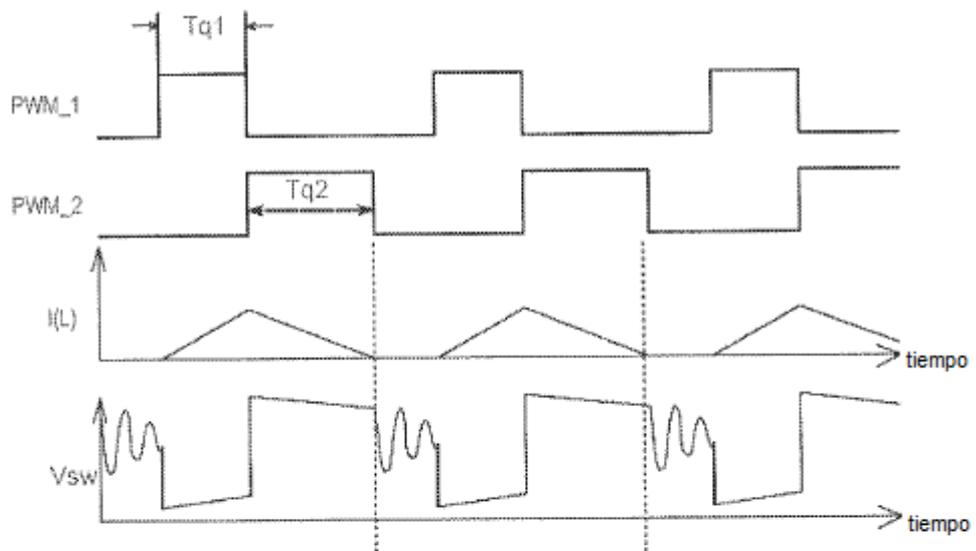


FIGURA 11

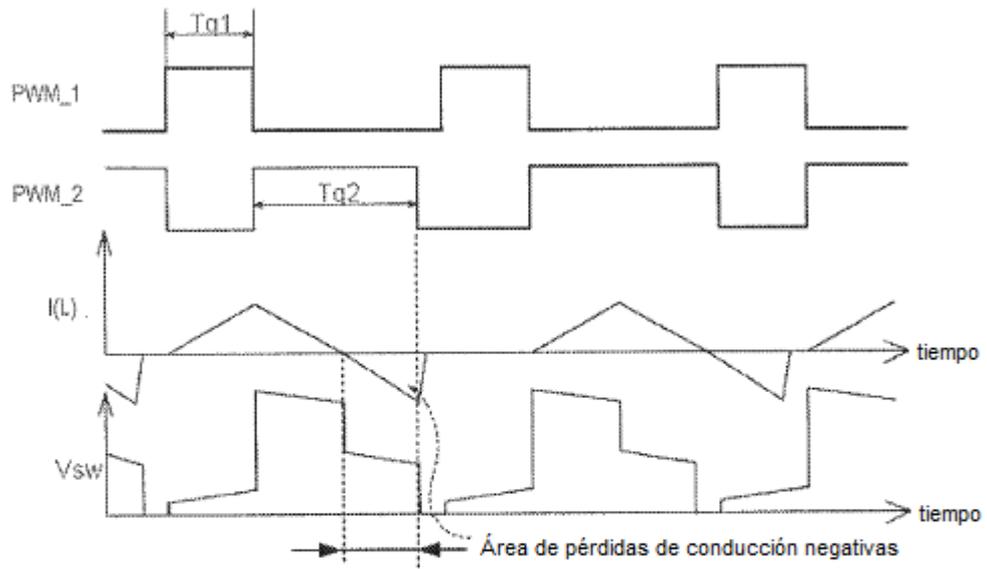


FIGURA 12

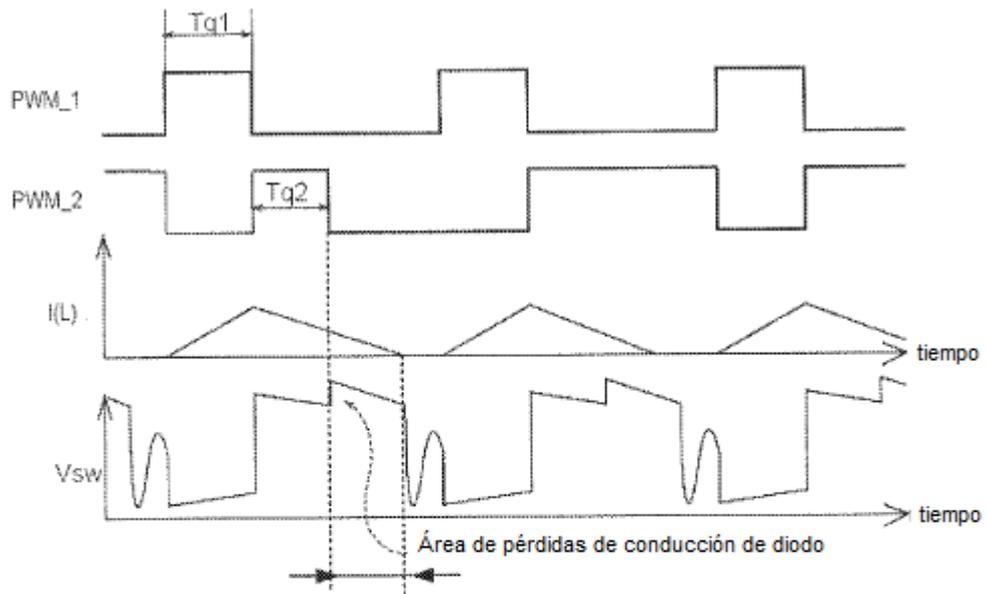


FIGURA 13

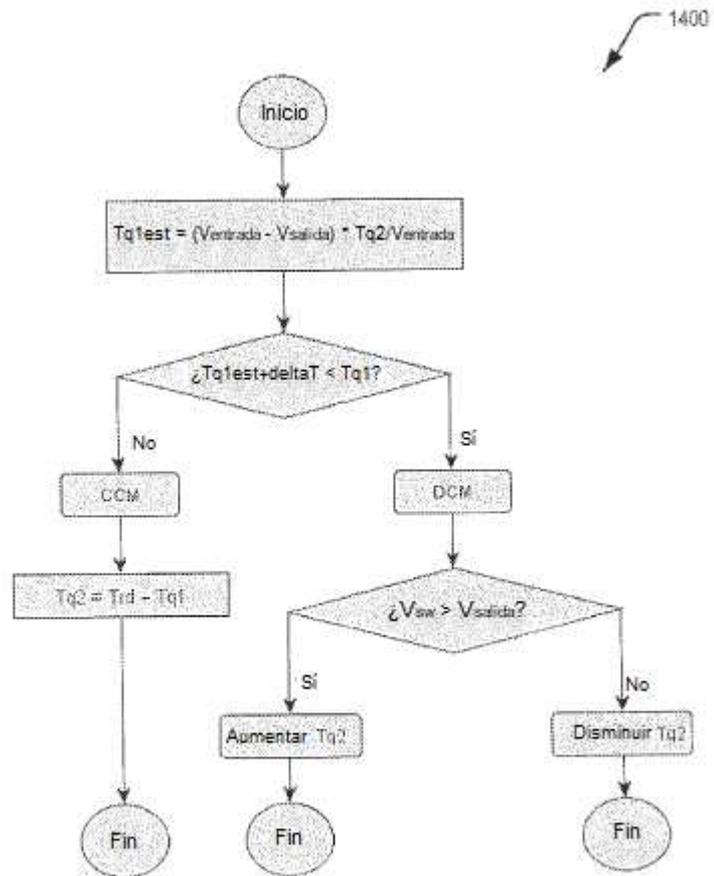


FIGURA 14