

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 381 482**

51 Int. Cl.:
H02M 3/156 (2006.01)
H02M 3/335 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **05784812 .9**
- 96 Fecha de presentación: **23.09.2005**
- 97 Número de publicación de la solicitud: **1797492**
- 97 Fecha de publicación de la solicitud: **20.06.2007**

54 Título: **Controlador para un convertidor DC-DC en modo corriente**

30 Prioridad:
28.09.2004 EP 04300632

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
28.05.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
28.05.2012

73 Titular/es:
ST-Ericsson SA
Chemin du Champ-des-Filles 39
1228 Genève Plan-les-Ouates , CH

72 Inventor/es:
BLANKEN, Pieter G.

74 Agente/Representante:
de Elzaburu Márquez, Alberto

ES 2 381 482 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

Controlador para un convertidor DC-DC en modo corriente

Campo de la invención

5 La invención se refiere a un controlador, un convertidor DC/DC controlado en modo corriente que comprende tal controlador, un aparato que comprende el convertidor DC/DC controlado en modo corriente, y el método de control.

Antecedentes de la invención

10 En un convertidor DC/DC controlado en modo corriente, se acopla un conmutador controlable a una bobina para generar una corriente de inducción que cambia periódicamente a través de la bobina. Un bucle de regulación de voltaje exterior comprende un controlador en modo corriente que sustrae el voltaje de salida del convertidor de un voltaje de referencia para suministrar una señal de error que se procesa para obtener una señal de control. Esta señal de control se puede usar como un nivel establecido para la corriente de pico en la bobina. El procesamiento normalmente comprende un controlador PI o un PID, el cual recibe la señal de error y suministra la señal de control. Por lo tanto, a menudo, este procesamiento también se conoce como un controlador. Un bucle de regulación de corriente interior desconecta el conmutador controlable cuando una señal de detección que es representativa para la corriente de inducción alcanza el nivel establecido. De esta manera, el nivel establecido, que depende de la diferencia entre el nivel de voltaje de salida y el nivel de voltaje de referencia, determina un nivel de corriente de pico de la corriente a través de la bobina. Se conocen muchas opciones para determinar esta señal de detección. Por ejemplo, la señal de detección se puede obtener con un transformador de corriente, o como un voltaje sobre una impedancia en serie con la bobina, esta impedancia en serie puede estar en el trayecto de corriente principal del conmutador.

15 Normalmente, el conmutador se enciende mediante un impulso de reloj generado por un oscilador. El tiempo de encendido del conmutador es el periodo de tiempo entre el instante que el conmutador se enciende por el impulso de reloj y el instante que la corriente de inducción alcanza el nivel establecido. El tiempo de apagado del conmutador es el periodo en tiempo entre el instante que la corriente de inducción alcanza el nivel establecido y el siguiente impulso de reloj. El periodo de repetición es la suma del tiempo de encendido y el tiempo de apagado. En un convertidor reductor, durante el tiempo de encendido, el conmutador conecta la bobina entre un voltaje de entrada y la salida y la corriente de inducción aumenta. El voltaje de entrada se puede suministrar por una batería. Durante el tiempo de apagado, otro conmutador conecta la bobina entre la salida y tierra y la corriente de inducción disminuye. La topología de otros convertidores DC/DC controlados en modo corriente, tales como por ejemplo, convertidores de amplificación, de reducción-amplificación, Cuk, también es bien conocida.

20 La US-B-6 498 466 revela un regulador de conmutación en modo corriente que mantiene un límite de corriente máxima considerablemente constante por encima de un intervalo virtualmente completo de ciclos de carga. El regulador tiene un circuito de control que incluye un circuito de almacenamiento temporal, un circuito de afianzamiento de voltaje ajustable, y un circuito de compensación de pendiente. El circuito de almacenamiento temporal aísla una señal de control de la carga capacitiva asociada con el circuito de control. El nivel umbral del circuito de afianzamiento de voltaje ajustable varía con respecto a la cantidad de compensación de pendiente proporcionada al regulador de voltaje. Esto permite un voltaje de control que aumenta según aumenta la compensación de pendiente de manera que se mantiene un límite de corriente máxima considerablemente constante.

25 Normalmente, se requiere compensación de pendiente para disminuir las perturbaciones en la corriente de inducción. La compensación de pendiente se obtiene variando el nivel establecido como una función del tiempo durante el periodo de repetición. A menudo, el controlador en modo corriente o bien sustrae una señal de compensación de pendiente en diente de sierra, una de parábola, o bien una lineal por tramos a partir de la señal de control para obtener una señal de control de pendiente compensada. Ahora, esta señal de control de pendiente compensada se usa como el nivel establecido, y de esta manera, el periodo de apagado comienza en el instante que la corriente de pico a través de la bobina alcanza el nivel de la señal de control de pendiente compensada.

30 En algunas aplicaciones, tales como por ejemplo en sistemas de telecomunicación, el voltaje de referencia se varía para obtener un voltaje de salida que varía el cual encaja la potencia de transmisión real requerida. Es importante que el voltaje de salida del convertidor de potencia haga el seguimiento de las variaciones del voltaje de referencia óptimamente. Es una desventaja del convertidor DC/DC controlado en modo corriente conocido que su velocidad de reacción sobre una variación del voltaje de referencia no es óptima.

35 La US-B-6.611.131 revela tal regulador de conmutación en modo corriente. Como la técnica anterior, se trata un regulador de conmutación en modo corriente en el cual un afianzamiento de voltaje está presente a través del condensador de integración del controlador I. Este afianzamiento del voltaje limita el voltaje de control presente en el condensador de integración. De esta manera, también la corriente de inducción se limitará. Además se revela que esta solución de la técnica anterior tiene el inconveniente de que el valor real al cual la corriente de inducción está

5 limitada depende de la compensación de pendiente. Por lo tanto, la US-B-6.611.131 propone usar un afianzamiento de voltaje que afiance el voltaje en una salida de un almacenador temporal el cual almacena temporalmente el voltaje a través del condensador de integración. El voltaje al cual la salida del almacenador temporal está limitada depende de la compensación de pendiente. Ahora, el nivel al cual la corriente está limitada depende menos de la
 10 señal de compensación de pendiente. No obstante, esta solución tiene la desventaja de que el bucle de control de integración no está cerrado durante la acción de limitación y consecuentemente, el voltaje sobre el condensador de integración se aleja.

Resumen de la invención

10 Es un objeto de la invención proporcionar un controlador del cual la señal de salida está limitada y en el que el integrador se aleja menos.

15 Un primer aspecto de la invención proporciona un controlador como se reivindica en la reivindicación 1. Un segundo aspecto de la invención proporciona un convertidor DC/DC controlado en modo corriente como se reivindica en la reivindicación 10. Un tercer aspecto de la invención proporciona un aparato como se reivindica en la reivindicación 16. Un cuarto aspecto de la invención proporciona un método de control como se reivindica en la reivindicación 18. Las realizaciones ventajosas se definen en las reivindicaciones dependientes.

20 El controlador de acuerdo con el primer aspecto de la invención comprende un comparador, un integrador, un circuito de copia, un circuito de determinación, y un circuito de influencia. Tal controlador se conoce normalmente como un controlador I. En los controladores I bien conocidos, el comparador compara una señal de entrada con una señal de referencia y suministra una señal de error. La señal de error indica la diferencia entre la señal de entrada y la señal de referencia. El integrador integra la señal de error para obtener una señal de control.

25 Un ejemplo del uso de tal controlador I en un convertidor de potencia se revela en la US-B-6.611.131. En esta solicitud, la señal de entrada del controlador I es un voltaje de salida del convertidor de potencia, y la señal de referencia es un voltaje de referencia. La señal de control suministrada por el controlador I controla el convertidor de potencia de manera que su voltaje de salida se determina por el voltaje de referencia.

30 El integrador permite influir su acción de integración. Por ejemplo, si el integrador comprende un condensador de integración, el integrador comprende una entrada para influir la corriente suministrada al condensador integrador. El circuito de copia genera una señal de control copia que es proporcional a la señal de control. La señal de control copia puede ser idéntica a la señal de control pero tiene que estar presente en un nodo separado. El circuito de determinación determina si la señal de control copia alcanza un valor límite. El circuito de influencia influencia la acción de integración para limitar la señal de control cuando se determina que la señal de control copia alcanza o
 35 pasa el valor límite.

40 De esta manera, ahora, el circuito separado que compara la señal de control copia con el valor límite no está interrumpiendo la operación del trayecto principal el cual está formado por el comparador y el integrador. El bucle de la señal de entrada a la señal de control aún está completamente operativo, y la señal de control está aún acoplada al estado del integrador. O dicho de manera diferente, influenciando la acción de integración de manera que la señal de control está limitada, el enlace entre el estado del integrador y la señal de control se mantiene. En la US-B-6.611.131 de la técnica anterior, el voltaje en la salida del almacenador temporal está limitado, de esta manera la acción de limitación tiene lugar en el bucle principal desde la señal de entrada a la señal de control. No obstante, el bucle de control aún detecta una diferencia entre la señal de entrada y la señal de referencia y el integrador sigue actuando para minimizar esta diferencia. De esta manera, el cambio del estado del integrador no se representa nunca más por el voltaje de salida afianzado del almacenador temporal. Consecuentemente, el integrador se desviará lejos de su estado nominal. Cuando la limitación no se requiere nunca más, se tarda mucho tiempo antes de que el integrador cambie de vuelta a su estado nominal.

45 Se tiene que señalar que el controlador, junto con el integrador, opcionalmente, puede comprender una acción proporcional y/o una de diferenciación para obtener un controlador PI, ID, o PID.

50 En una realización de acuerdo con la invención como se reivindica en la reivindicación 2 el valor límite indica un nivel máximo, y el circuito de influencia disminuye la acción de integración cuando la señal de control copia alcanza un nivel máximo. Por ejemplo, si la acción de integración se obtiene cargando un condensador, este condensador se descarga hasta que la señal de control copia es igual al nivel máximo. Y de esta manera, debido a que la señal de control copia es una copia (a escala) de la señal de control, también la señal de control está limitada a un valor máximo.

55 En una realización de acuerdo con la invención como se reivindica en la reivindicación 3 el valor límite indica un nivel mínimo, y el circuito de influencia aumenta la acción de integración cuando la señal de control copia alcanza el nivel mínimo. Por ejemplo, si la acción de integración se obtiene cargando un condensador, este condensador se carga hasta que la señal de control copia es igual al nivel mínimo.

5 En una realización de acuerdo con la invención como se reivindica en la reivindicación 4, el circuito de copia comprende una primera fuente de corriente la cual suministra la señal de control copia como una primera corriente a un nodo. El circuito de determinación comprende una segunda fuente de corriente que suministra una segunda corriente fija predeterminada al nodo que puede ser controlable. La primera corriente y la segunda corriente tienen una polaridad opuesta para obtener una diferencia de corriente. Por ejemplo, la primera corriente se saca fuera del nodo mientras que la segunda corriente se suministra al nodo. El circuito de determinación además comprende un circuito de afianzamiento que limita un voltaje en el nodo. El circuito de influencia comprende un amplificador que tiene una entrada conectada al nodo y una salida conectada a la entrada del integrador para influir la acción de integración. La corriente de diferencia fluye dentro del circuito de afianzamiento en tanto en cuanto el voltaje en el nodo está en un intervalo en el que no se requiere afianzamiento, la corriente de diferencia fluye hacia el circuito de influencia si el voltaje en el nodo alcanza o cruza el valor límite en el que se requiere limitación de la señal de control. Tal controlador con fuentes de corriente se puede implementar fácilmente en un circuito integrado.

15 En una realización de acuerdo con la invención como se reivindica en la reivindicación 5, el integrador comprende un condensador de integración, y la salida del amplificador de influencia se acopla al condensador de integración para suministrar o retirar corriente desde el condensador cuando la señal de control tiene que ser limitada. El amplificador no tiene influencia en absoluto si la señal de control no necesita ser limitada. De esta manera, si no se requiere limitación, el bucle principal no se perturba.

20 En una realización de acuerdo con la invención como se reivindica en la reivindicación 6, el integrador comprende una tercera fuente de corriente para suministrar la señal de control como una tercera corriente que se determina por un voltaje a través del condensador de integración. Ahora, también la señal de control se genera con una fuente de corriente fácil de integrar. Se tiene que señalar que el voltaje en el condensador de integración puede controlar tanto las fuentes de corriente para generar la corriente de control como la corriente de control copia. Alternativamente, es posible controlar solamente la corriente de control y reflejar la corriente de control para obtener la corriente de control copia.

25 En una realización de acuerdo con la invención como se reivindica en la reivindicación 7, el amplificador comprende un transistor, el cual tiene una entrada de control acoplada al nodo, y un trayecto de corriente principal acoplado al condensador de integración. De esta manera, el voltaje en el nodo determina la cantidad de corriente suministrada a o retirada desde el condensador de integración.

30 En una realización de acuerdo con la invención como se reivindica en la reivindicación 8, el circuito de afianzamiento consta de un transistor con un trayecto de corriente principal acoplado al nodo y una entrada de control. Una fuente de voltaje se acopla a la entrada de control. De esta manera, dependiendo de la adaptación de la entrada de control del transistor y el nivel de la fuente de voltaje, el transistor conduce la corriente de diferencia en tanto en cuanto el voltaje en el nodo es mayor o menor que el voltaje suministrado por la fuente de voltaje.

35 En una realización de acuerdo con la invención como se reivindica en la reivindicación 9, el comparador comprende un primer amplificador de transconductancia, el cual tiene entradas para recibir la señal de entrada y la señal de referencia, y salidas para suministrar la señal de error. Tal amplificador de transconductancia como tal es bien conocido. El integrador comprende un condensador dispuesto entre las salidas del primer amplificador de transconductancia. Un segundo amplificador de transconductancia tiene entradas acopladas a través del condensador, y salidas para suministrar la señal de control como una corriente de salida. El circuito de copia comprende un tercer amplificador de transconductancia con entradas acopladas a través del condensador, y salidas para suministrar la señal de control copia como una corriente de control copia. El circuito de determinación comprende una fuente de corriente dispuesta entre las salidas del tercer amplificador de transconductancia, y un primer transistor dispuesto entre las salidas del tercer amplificador de transconductancia para actuar como un afianzamiento. La fuente de corriente se dispone para suministrar el valor límite como una corriente límite. El circuito de influencia comprende un transistor con un trayecto de corriente principal dispuesto entre las salidas del primer amplificador de transconductancia, y una entrada de control acoplada a una de las salidas del tercer amplificador de transconductancia para influir un voltaje a través del condensador cuando la corriente de control copia alcanza la corriente límite. El transistor se dispone para obtener un bucle de realimentación. Tal implementación con amplificadores de transconductancia es muy adecuada para ser usada en un circuito integrado.

50 En un convertidor DC/DC controlado en modo corriente de acuerdo con el segundo aspecto de la invención, el controlador se usa para regular el convertidor DC/DC controlado en modo corriente (también conocido además como el convertidor de potencia). El convertidor de potencia recibe un voltaje de entrada de la fuente de alimentación y suministra un voltaje de salida de fuente de alimentación a una carga. El voltaje de salida de la fuente de alimentación es la señal de entrada del controlador como se mencionó anteriormente. La señal de salida del controlador, que es la señal de control, se suministra al controlador del convertidor de potencia.

55 El controlador del convertidor de potencia (también conocido como circuito conductor) controla el convertidor de potencia de manera que su voltaje de salida se determina por la señal de control. De hecho, en un convertidor de potencia controlado en modo corriente, la señal de control determina el nivel en el cual la corriente en la bobina del

convertidor de potencia alcanza el valor límite en el cual se desconecta un conmutador controlable acoplado a la bobina. El controlador genera la señal de control a partir de la diferencia entre el voltaje de salida del convertidor de potencia y el voltaje de referencia.

5 Un circuito conductor compara una señal detectada representativa de la corriente de inducción con la señal de control para desconectar el conmutador controlable cuando un nivel de la señal detectada alcanza un nivel de la señal de control. Normalmente, el conmutador controlable se conecta mediante una señal de reloj de un oscilador que está funcionando en una frecuencia fija. La conexión y desconexión del conmutador controlable provoca una corriente de inducción que varía periódicamente a través de la bobina.

10 El uso del controlador de acuerdo con la invención permite limitar la corriente a través de la bobina mientras que el bucle de realimentación desde el voltaje de salida del convertidor de potencia a la señal de control está aún activo. Esto es porque el enlace entre el estado del integrador y la señal de control está aún presente. El trayecto extra con la corriente de control copia solamente influye la acción de integración para obtener una señal de control que está limitada, pero no desacopla la acción de integración y la señal de control. Por ejemplo, si el integrador es un integrador analógico que comprende un condensador de integración, el voltaje en el condensador tanto representa el estado del integrador como determina el nivel de la señal de control. Alternativamente, si el integrador es un integrador digital, el valor alcanzado por el integrador tanto representa el estado del integrador como determina el nivel de la señal de control. De hecho, de acuerdo con la invención, el estado del integrador se determina por la diferencia entre la señal de referencia y la señal de entrada del integrador. Por ejemplo, si la señal de entrada del controlador, la cual es el voltaje de salida del convertidor de potencia o uno derivado, tiene un nivel más alto que el nivel de la señal de referencia, el integrador disminuye el voltaje en el condensador o el valor almacenado digitalmente, y la señal de control disminuye. La señal de control decreciente provoca al conductor tomar acciones para bajar el voltaje de salida del convertidor de potencia. En un convertidor de potencia en modo corriente en el que el conmutador controlable se desconecta cuando la corriente detectada alcanza un nivel de la señal de control, el nivel de la señal de control debería disminuir si el voltaje de salida del convertidor de potencia es demasiado alto, de manera que el tiempo de encendido del conmutador disminuye. En otras aplicaciones esto puede ser a la inversa.

25 Normalmente, el controlador I sustrae el voltaje de salida del convertidor del voltaje de referencia para obtener la señal de error. El controlador tiene una función de transferencia que se aplica en la señal de error para obtener la señal de control. La función de transferencia, por ejemplo, puede ser cualquier combinación de un regulador P (proporcional), I (de integración), D (de diferenciación), pero debería tener al menos la acción I. Alternativamente, la función de transferencia puede ser un filtro que tiene al menos una acción de integración. Es relevante que la función de transferencia del controlador I al menos comprende una acción de integración.

30 En una realización de acuerdo con la invención como se reivindica en la reivindicación 11, el convertidor DC/DC controlado en modo corriente además comprende un circuito de corrección el cual añade una señal de corrección a la señal de control para obtener una señal de control modificada. La señal de corrección es representativa para una diferencia entre la señal de control original y un valor medio de la corriente de inducción. Un circuito conductor compara una señal detectada que es representativa para la corriente de inducción con la señal de control modificada para desconectar el conmutador controlable cuando un nivel de la señal detectada alcanza un nivel de la señal de control modificada. Ahora, el conmutador se desconecta cuando el nivel de la señal detectada alcanza el nivel de la señal de control modificada. De esta manera, la señal de control ahora se parece más al valor medio de la corriente de inducción. La limitación de la señal de control ahora de hecho limita ventajosamente la corriente de inducción media en lugar de la corriente de inducción de pico.

35 En los convertidores DC/DC controlados en modo corriente de la técnica anterior, si no está presente la compensación de pendiente, la señal de control es representativa para el nivel de pico de la corriente de inducción porque la señal de control determina el nivel de pico de la corriente de inducción en el cual el conmutador se desconecta. Si está presente la compensación de pendiente, la señal de control de pendiente compensada aún es representativa para el nivel de pico de la corriente de inducción. Consecuentemente, la señal de control modificada es representativa para el nivel de pico de la corriente de inducción a la cual se añade la señal de compensación de pendiente. Esto se dilucida en detalle con respecto a las Fig. 6 y 7. La ganancia de bucle abierto del voltaje de entrada diferencial (el nivel del voltaje de referencia menos el nivel del voltaje de salida, o a la inversa) al voltaje de salida depende de la topología del controlador, el cual ahora también se conoce como controlador en modo corriente. Normalmente, el controlador en modo corriente es un controlador P, un PI o un PID. La frecuencia de ganancia unidad de esta ganancia de bucle abierto parece depender de la transferencia desde la señal de control a la corriente de salida media. En la técnica anterior, esta transferencia es más pequeña que I porque la corriente de rizado a través de la bobina provoca que la corriente de inducción media sea más pequeña que la corriente pico (esta última se controla), y, si está presente, la compensación de pendiente también provoca que la corriente de inducción pico sea más pequeña que la señal de control.

45 En contraste, el convertidor DC/DC controlado en modo corriente de acuerdo con la presente realización de la invención comprende el circuito de corrección que recibe la señal de control y suministra una señal de control modificada que se usa como el nivel establecido a ser comparado con el nivel detectado. El circuito de corrección

5 añade una señal de corrección a la señal de control para obtener la señal de control modificada. Debido a que la
 10 señal de control aún determina el nivel de pico de la corriente de inducción, ahora la señal de control debe ser
 15 representativa para el nivel de pico de la corriente de inducción menos la señal de corrección, si no está presente la
 compensación de pendiente. De esta manera, si la señal de corrección es representativa para la diferencia entre la
 corriente de inducción pico y la corriente de inducción media, la señal de control es más representativa para la
 corriente de inducción media en lugar de la corriente de inducción pico. O dicho en otras palabras, debido al bucle
 cerrado desde el voltaje de entrada diferencial al voltaje de salida, en una misma diferencia entre el voltaje de salida
 y el voltaje de referencia, la señal de control modificada es independiente en las características del bucle abierto
 desde el voltaje de entrada diferencial al nivel establecido. El voltaje de salida tiene que alcanzar el mismo valor en
 un mismo valor pico de la corriente de inducción, y de esta manera el nivel establecido (el cual es ahora la señal de
 control modificada) debería ser el mismo. Consecuentemente, la adición del circuito de corrección que añade una
 señal de corrección representativa para la diferencia entre la señal de control y la corriente media a través de la
 bobina, provoca que el valor de la señal de control disminuya con esta diferencia. Ahora, la señal de control
 suministrada por el controlador en modo corriente es representativa para la corriente de inducción media en lugar de
 la corriente de inducción pico y/o la corriente de compensación de pendiente. La función de transferencia desde la
 señal de control a la corriente de salida media llega a ser más igual a la unidad y el ancho de banda de -3dB
 aumenta. Además, ventajosamente, ahora la corriente de inducción media está limitada en lugar de la corriente pico.

20 El circuito de corrección puede añadir una señal de corrección representativa para una diferencia entre un valor
 medio y un valor extremo de la corriente de inducción. La señal de control ahora llega a ser más igual a la corriente
 media a través de la bobina porque se compensa para la diferencia entre la corriente de pico y la corriente media. O,
 al menos, se disminuye esta diferencia.

25 Alternativamente, si el convertidor DC/DC controlado en modo corriente además comprende un circuito de
 compensación de pendiente que genera una señal de compensación de pendiente, de nuevo, el circuito de
 30 corrección añade la señal de corrección a la señal de control para obtener una señal de control modificada. Ahora, la
 señal de corrección es, o es representativa para, una suma del nivel de la señal de compensación de pendiente en
 el instante de desconexión y la diferencia entre la corriente pico y la corriente media a través de la bobina. La
 diferencia entre la corriente pico y la corriente media a través de la bobina ya fue provista, la atenuación adicional
 introducida por la compensación de pendiente también se elimina. Consecuentemente, la señal de control es
 representativa para la corriente media a través de la bobina. Esto de nuevo tiene la ventaja que limitando la señal de
 control del controlador, se limita la corriente media del convertidor de potencia, independiente de la compensación
 de pendiente.

35 En una realización de acuerdo con la invención como se reivindica en la reivindicación 12, el circuito de limitación se
 usa para limitar un valor mínimo y/o máximo de la señal de control. Ahora, debido a que la señal de control es
 representativa para la corriente media a través de la bobina, tal circuito de limitación directamente limita esta
 corriente media. No solamente se genera una copia de la señal de control sino también una copia de la corriente de
 corrección. El circuito de limitación ahora detecta cuándo la suma de la señal de control copia y la señal de
 corrección copia alcanza el valor límite, e influye al integrador en consecuencia para obtener la señal de control
 limitada.

40 En una realización de acuerdo con la invención como se reivindica en la reivindicación 13, de nuevo, se usan las
 fuentes de corriente fáciles de integrar para implementar la señal de control copia y el circuito de afianzamiento.

En una realización de acuerdo con la invención como se reivindica en la reivindicación 14, además, la señal de
 corrección copia se genera por una fuente de corriente fácil de integrar.

45 En una realización de acuerdo con la invención como se reivindica en la reivindicación 15, el convertidor DC/DC
 controlado en modo corriente es un convertidor reductor, y las señales son corrientes que se suman en un nodo. El
 controlador en modo corriente comprende una fuente de corriente controlada, la cual suministra una corriente de
 control determinada por la señal de control al nodo. El circuito de corrección comprende una fuente de corriente, la
 cual suministra la señal de corrección como una corriente de corrección al nodo. Un circuito de detección detecta la
 corriente de inducción y suministra la señal detectada como una corriente detectada al nodo. Las polaridades de la
 corriente de control y la corriente de corrección son las mismas y son opuestas a una polaridad de la corriente
 50 detectada. De esta manera, si, por ejemplo, la corriente detectada fluye hacia el nodo, tanto la corriente de control
 como la corriente de corrección fluyen lejos del nodo. El circuito conductor se acopla al nodo para determinar cuándo
 el nivel de la corriente detectada cruza el nivel de la suma de la corriente de control y la corriente de corrección. Si la
 corriente detectada cruza esta suma, el conmutador se desconecta.

55 Estos y otros aspectos de la invención son evidentes a partir de y serán dilucidados con referencia a las
 realizaciones descritas en lo sucesivo.

Breve descripción de los dibujos

En los dibujos:

La Fig. 1 muestra un diagrama de bloques de un convertidor DC/DC controlado en modo corriente de la técnica anterior,

La Fig. 2 muestra un diagrama de circuito de una realización del controlador de acuerdo con la invención,

5 La Fig. 3 muestra un diagrama de circuito de una realización del controlador en el cual la señal de control se limita a un valor máximo,

La Fig. 4 muestra señales que dilucidan la limitación de la señal de control a un valor máximo,

La Fig. 5 muestra un diagrama de circuito de una realización del controlador en la que la señal de control se limita a un valor mínimo.

10 La Fig. 6 muestra un diagrama de circuito de una realización del convertidor DC/DC controlado en modo corriente de acuerdo con un aspecto de la invención,

La Fig. 7 muestra señales que dilucidan el funcionamiento del convertidor DC/DC controlado en modo corriente de la técnica anterior,

La Fig. 8 muestra señales que dilucidan el funcionamiento del convertidor DC/DC controlado en modo corriente mostrado en la Fig. 6,

15 La Fig. 9 muestra un diagrama de circuito de una realización del controlador del convertidor DC/DC controlado en modo corriente en el que la señal de control modificada se limita a un valor mínimo.

La Fig. 10 muestra un diagrama de circuito de una realización del controlador y el circuito de corrección para la implementación en un circuito integrado,

20 La Fig. 11 muestra un diagrama de bloques de la realización del convertidor DC/DC controlado en modo corriente de acuerdo con la invención, y

La Fig. 12 muestra un diagrama de bloques de otra realización del convertidor DC/DC controlado en modo corriente de acuerdo con la invención.

Descripción detallada de la realización preferente

25 La Fig. 1 muestra un diagrama de bloques de un convertidor DC/DC controlado en modo corriente de la técnica previa. Especialmente en sistemas de telecomunicación en donde un aparato de mano tiene que gestionar la potencia de transmisión de manera económica para aumentar la vida de la batería, la tensión de la fuente de alimentación de un amplificador de salida de transmisión se debería controlar para adecuar óptimamente la potencia de transmisión real. El convertidor DC/DC en modo corriente (también conocido además como convertidor de potencia, o convertidor) el cual suministra el voltaje de la fuente de alimentación debería ser capaz de modular su voltaje de salida rápido y preciso. A continuación ahora, el convertidor DC/DC en modo corriente también se referencia como convertidor de potencia o incluso como convertidor. En esta solicitud en un aparato de mano, la carga LO representa circuitos del aparato de mano, tales como el amplificador de salida.

30 El convertidor de potencia comprende el controlador en modo corriente 1 (también conocido como el controlador) el cual suministra una señal de control ICO la cual depende de una diferencia entre el voltaje de salida V_o del convertidor y un voltaje de referencia V_r . El voltaje de referencia V_r puede ser constante o puede ser variado para obtener un voltaje de salida V_o que varía correspondiente. El controlador en modo corriente 1 comprende un sustractor 10 el cual sustrae el voltaje de salida V_o del voltaje de referencia V_r para suministrar una señal de error ER que representa la diferencia entre el voltaje de referencia V_r y el voltaje de salida V_o . En lugar del sustractor 10 también se puede usar un comparador, el cual compara el voltaje de salida V_o con el voltaje de referencia V_r para obtener la señal de error ER. El controlador en modo corriente 1 además comprende un integrador 11 que integra la señal de error ER para obtener la señal de control ICO. Normalmente, el controlador 1 es un controlador P (Proporcional), un controlador I (de Integración), un controlador PI (Proporcional y de Integración), o un controlador PID (Proporcional, de Integración y de Diferenciación). Tales controladores son bien conocidos en la técnica. Si ahora a continuación se refiere al controlador 1, se entiende que el controlador al menos comprende una acción de integración realizada por el integrador 11. No obstante, el controlador 1 además puede comprender también una acción proporcional y/o diferencial.

35 El circuito de compensación de pendiente opcional 2 sustrae una señal de compensación de pendiente de la señal de control ICO para obtener una señal de control de pendiente compensada SCO. Normalmente, la señal de compensación de pendiente es en forma de diente de sierra, forma de parábola, o forma linealmente por tramos. Un circuito de detección 6 detecta la corriente I_{S1} , la cual fluye a través del conmutador S_1 .

50 El circuito de detección 6 puede detectar cualquier corriente que es representativa para la corriente de inducción I_L a

- través de la bobina L. Por ejemplo, el circuito de detección 6 se puede disponer en serie con la bobina L para detectar la corriente de inducción IL directamente, o el circuito de detección 6 se puede disponer en serie con el conmutador S1 (como se muestra) o en serie con el conmutador S2. Si el circuito de detección 6 se dispone en serie con uno de los conmutadores S1 o S2, la corriente de inducción IL solamente se detecta durante el periodo en el tiempo que el conmutador asociado está cerrado. La señal detectada SE que debería ser representativa para la corriente de inducción IL también se puede detectar como un voltaje, por ejemplo este voltaje se puede detectar sobre el trayecto de corriente principal de uno de los conmutadores S1 o S2. Preferentemente, los conmutadores S1 y S2 son MOSFET, pero también se pueden usar transistores bipolares u otros dispositivos semiconductores controlables. En lugar del conmutador S2, se puede usar un diodo.
- El comparador 3 compara la señal detectada SE con la señal de control de pendiente compensada SCO para suministrar una señal de reinicio RS para la entrada de reinicio RS del Biestable de Establecimiento-Reinicio 4 cuando el nivel de la señal detectada SE alcanza el nivel de la señal de control de pendiente compensada SCO. En lugar del Biestable de Establecimiento-Reinicio 4 se puede usar un circuito más complicado. Un oscilador 5 genera una señal de reloj CLK que se suministra a la entrada de ajuste S del Biestable de Establecimiento-Reinicio 4. La salida de no inversión Q del Biestable de Establecimiento-Reinicio 4 suministra una señal de control SC1 a una entrada de control de un conmutador S1, y la salida de inversión Qn del Biestable de Establecimiento-Reinicio 4 suministra una señal de control SC2 a una entrada de control de un conmutador S2. No obstante, normalmente, el control del conmutador síncrono S2 puede ser más complicado. También es posible que el conmutador S2 sea un diodo. Entonces, por supuesto, no se requiere señal de control. Cuando el Biestable de Establecimiento-Reinicio 4 se reinicia por la señal de reinicio RS del comparador 3, el conmutador S1 se abre y el conmutador S2 se cierra. Cuando el Biestable de Establecimiento-Reinicio 4 se ajusta por un impulso de reloj CLK en la entrada de ajuste S, el conmutador S1 se cierra y el conmutador S2 se abre.
- Los trayectos de corriente principal de los conmutadores S1 y S2 se disponen en serie entre los terminales de una fuente de alimentación DC que suministra el voltaje de entrada Vb al convertidor. Una bobina L se dispone entre la unión de los trayectos de corriente principal de los conmutadores S1 y S2 y la salida del convertidor donde se suministra el voltaje de salida Vo. Una adaptación paralela de un condensador de alisamiento C y una carga LO se presenta en la salida del convertidor. La corriente a través de la bobina se indica por IL.
- El funcionamiento del convertidor reductor de la técnica anterior se dilucida brevemente ahora a continuación. Se supone que la situación de partida es que el impulso de reloj CLK ajusta el Biestable de Establecimiento-Reinicio 4. Ahora, el conmutador S1 se cierra y el conmutador S2 se abre provocando a la corriente de inducción IL que aumente. La corriente de inducción IL aumenta hasta que la señal detectada SE es igual a la señal de control compensada SCO. Ahora el Biestable de Establecimiento-Reinicio 4 se reinicia por la señal de reinicio RS, el conmutador S1 se abre y el conmutador S2 se cierra. La corriente de inducción IL disminuye hasta que el Biestable de Establecimiento-Reinicio 4 se ajusta de nuevo mediante un próximo impulso de reloj CLK.
- La Fig. 2 muestra un diagrama de circuito de una realización del controlador de acuerdo con la invención. El controlador en modo corriente 1 dilucidado con respecto a la Fig. 1, ahora se llama el controlador 1 el cual realiza al menos una acción de integración. El controlador 1 comprende el comparador o sustractor 10, el integrador 11, el circuito copia 81, el circuito de determinación 85, y el circuito de influencia 83. El comparador o sustractor 10 determina una señal de error ER la cual es la diferencia de la señal de referencia Vr y el voltaje de entrada Vo el cual se debería controlar. El integrador 11 integra la señal de error ER y suministra la señal de control ICO. El integrador 11 tiene una entrada IIN la cual permite influir la acción de integración del integrador 11. El controlador 1 tiene una entrada en la cual se recibe la señal de entrada Vo, y una salida en la que se suministra la señal de control ICO. La señal de entrada Vo se compara con la señal de referencia Vr y la diferencia ER se integra para suministrar la señal de control ICO que se puede usar para controlar un circuito adicional de manera que la señal de entrada Vo llegue a ser igual a la señal de referencia Vr.
- El circuito copia 81 recibe la señal de control ICO y suministra una señal de control copia ICOC que es proporcional a la señal de control ICO. Por ejemplo, si la señal de control ICO es una corriente, esta corriente se puede reflejar para obtener la copia. El circuito de determinación 85 recibe la señal de control copia ICOC, y suministra una señal de control LCS que indica si la señal de control copia ICOC alcanza o traspasa un valor límite IMIN o IMAX. El circuito de influencia 83 recibe la señal de control LCS para suministrar una señal de influencia IA a la entrada IIN del integrador 11 para influir la acción de integración del integrador 11. Con influenciar la acción de integración, por ejemplo, se entiende que se añade una señal extra a la señal de error ER de manera que el integrador suministra una señal de control corregida ICO. Por ejemplo, si el circuito de determinación 85 detecta que la señal de control copia ICOC alcanza el nivel máximo IMAX, el circuito de influencia 83 genera una señal de influencia que disminuye la señal de error ER, o que se sustrae de la señal de error ER de manera que la señal de control ICO no aumenta más. Efectivamente, cuando se limita, debido al bucle cerrado formado por el circuito copia 81, el circuito de determinación 85, y el circuito de influencia 83, la acción de integración se influirá por la señal de influencia IA de manera que la señal de control copia ICOC se limita al nivel máximo IMAX. Un razonamiento similar se mantiene para limitar la señal de control copia ICOC a un nivel mínimo.

Debido a que la acción de limitación se aplica en la señal de control copia ICOC y no en la señal de control ICO, el bucle desde el voltaje de entrada V_o a la señal de control ICO no se abre. Consecuentemente, la señal de control ICO y el estado del integrador 11 aún están en conformidad uno con otro. De esta manera, cuando la acción de limitación ya no es requerida, el estado del integrador 11 no se ha desviado lejos, y el tiempo requerido para que el integrador 11 recupere su estado nominal no es excesivamente largo.

Se tiene que señalar que limitando la señal de control copia ICOC, también se limita la señal de control ICO. En los bucles de regulación en los que se usa el controlador 1, a menudo hay una necesidad de limitar la señal de control ICO, por ejemplo para impedir una sobrecarga en el circuito a ser controlado. Especialmente cuando el circuito a ser controlado es un convertidor de potencia, las corrientes a través de o los voltajes sobre componentes del convertidor de potencia se deberían limitar. En otras aplicaciones, la velocidad con la cual se controla el circuito puede tener que ser limitada.

Se tiene que señalar que el bucle principal, el cual comprende el sustractor 10 y el integrador 11, es un controlador I conocido. El circuito copia 81, el circuito de determinación 85, y el circuito de influencia 83, los cuales se conocen colectivamente como el circuito de limitación 8, definen una realización de la presente invención.

La Fig. 3 muestra un diagrama de circuito de una realización del controlador en el cual la señal de control se limita a un valor máximo. El controlador 1 comprende el integrador 11, el cual comprende un condensador de integración C1 y la fuente de corriente 112. En la Fig. 3 el controlador 1 solamente comprende el integrador 11 y de esta manera es un controlador I. El voltaje VC a través del condensador C1 controla la fuente de corriente 112 para suministrar la señal de control ICO la cual es una corriente. No obstante, el controlador 1 también puede comprender una acción P y/o una acción D (ambas no se muestran), las cuales también influyen la fuente de corriente 112, y de esta manera la señal de control ICO. La acción de integración del integrador 11 también se puede obtener con una solución digital.

El voltaje VC a través del condensador C1 se suministra tanto a la fuente de corriente 112 para obtener la corriente de control ICO como a la fuente de corriente 81 del circuito de limitación 8 para obtener una corriente de control copia ICOC de la corriente de control ICO. Alternativamente, el voltaje VC solamente se puede suministrar a la fuente de corriente 112, y la corriente de control copia ICOC puede ser una versión reflejada y/o a escala de la corriente de control ICO. La corriente copia ICOC se extrae de un nodo N2. El circuito de limitación 8 además comprende una fuente de corriente 80, un circuito de afianzamiento 82 y un amplificador 83. La fuente de corriente 80 suministra la corriente IMAX al nodo N2. La corriente IMAX representa el valor máximo al cual la corriente copia ICOC se debería limitar. El circuito de afianzamiento 82 se acopla al nodo N2 para limitar el voltaje VN en el nodo N2 a un valor máximo. La corriente de diferencia ICL es igual a la corriente IMAX menos la corriente de control copia ICOC. La entrada del amplificador 83 recibe el voltaje VN y su salida se conecta a la entrada del integrador 11 para disminuir la acción de integración del integrador 11 si la corriente copia ICOC alcanza o sobrepasa la corriente IMAX. En la realización mostrada, en la que el integrador 11 comprende un condensador de integración C1, el amplificador 83 extrae una corriente IA de este condensador C1 cuando la limitación está activa.

La Fig. 3, como un ejemplo solamente, muestra una realización particular del circuito de afianzamiento 82 y el amplificador 83. El circuito de afianzamiento 82 y el amplificador 83 se diseñan de manera que siempre solamente uno de ellos conduce corriente. El circuito de afianzamiento 82 comprende un FET 820 que tiene un trayecto de corriente principal dispuesto entre el nodo N2 y un potencial de referencia, el cual en la Fig. 3 es tierra. Una fuente de voltaje 821 que suministra un nivel de voltaje VCLH se conecta entre el electrodo de control del FET 820 y el potencial de referencia. El amplificador 83 comprende un FET 830 que tiene un electrodo de control conectado al nodo N2, y el trayecto de corriente principal conectado entre la entrada I1 del integrador 11 y el potencial de referencia. En tanto en cuanto la corriente copia ICOC es más pequeña que la corriente máxima IMAX, el circuito de afianzamiento 82 baja la corriente de diferencia ICL y limita el voltaje VN a un valor máximo y la corriente IA del amplificador 83 es cero. Tan pronto como la corriente copia ICOC llega a ser más grande que la corriente máxima IMAX, la corriente de diferencia ICL cambia la polaridad y el voltaje VN cae. Debido al nivel disminuido del voltaje VN, el circuito de afianzamiento 82 para la corriente de descenso, y el amplificador 83 comienza a extraer corriente desde el condensador C1 para disminuir la acción de integración. El bucle de control, creado por el circuito de limitación 8 cuando el amplificador 83 está activo, se diseña para tener un factor de amplificación de bucle abierto grande de manera que la acción de integración es influida para obtener una corriente copia ICOC que está limitada a la corriente máxima IMAX. Consecuentemente, también la corriente de control ICO se limita a un valor máximo. El funcionamiento del circuito de limitación 8 de la Fig. 3 se dilucida en más detalle con respecto a las Fig. 4.

La Fig. 4 muestra señales que dilucidan la limitación de la señal de control a un valor máximo. La Fig. 4A muestra el voltaje de entrada diferencial $V_r - V_o$, o la señal de error ER que es la señal de entrada del integrador 11. La Fig. 4B muestra el voltaje VC en el condensador C1 del integrador 11. La Fig. 4C muestra la corriente de control copia ICOC y la corriente de control ICO. Se supone que la corriente copia ICOC es igual a la corriente de control ICO. No obstante, en una implementación práctica, la corriente de control copia ICOC puede ser una versión a escala de la corriente de control ICO. La Fig. 4D muestra la corriente de diferencia ICL, la Fig. 4E muestra el voltaje VN en el nodo N2, y la Fig. 4F muestra la corriente IA extraída del condensador de integración C1.

Se supone que el controlador está funcionando en un modo de bucle abierto y que en el instante t_0 el nivel de la señal de entrada diferencial V_r-V_o se aumenta. El integrador 11 comienza a cargar el condensador C_1 y el voltaje V_C comienza a aumentar. Aunque en la Fig. 3 el integrador 11 solamente comprende una acción de integración, se supone ahora a continuación que el integrador 11 es un controlador PI. La corriente de control I_{CO} y su copia I_{COC} muestran un incremento proporcional (indicado por P en la Fig. 4C), y un incremento de integración (indicado por I en la Fig. 4C). La corriente de diferencia I_{CL} está fluyendo hacia el circuito de afianzamiento 82, el voltaje V_N es alto y de esta manera el circuito de afianzamiento 82 es capaz de descender la disminución de la corriente de diferencia I_{CL} . La corriente de diferencia I_{CL} disminuye porque la corriente de control copia I_{COC} que aumenta se acerca a la corriente máxima I_{MAX} suministrada al nodo N_2 por la fuente de corriente 80. La corriente I_A conducida por el amplificador es cero debido al nivel alto del voltaje V_N .

En el instante t_1 , la corriente de control copia I_{COC} llega a ser igual a la corriente máxima I_{MAX} . Ahora, la corriente de diferencia I_{CL} llega a ser cero o ligeramente negativa y el voltaje V_N cae a un nivel bajo. Consecuentemente, el circuito de afianzamiento 82 para de conducir y el amplificador 83 la conducción de la corriente I_A . Ahora se obtiene un bucle de realimentación. El amplificador 83 tiene una ganancia de corriente grande, y la corriente de entrada del amplificador 83 es despreciable, de esta manera se restaura el equilibrio en el bucle de realimentación cuando la corriente de control copia I_{COC} llega a ser igual a la corriente máxima I_{MAX} . De esta manera, la corriente de control copia I_{COC} se limita al valor máximo I_{MAX} .

En el instante t_2 , el voltaje de entrada diferencial V_r-V_o se aumenta además. La parte proporcional del controlador 11 saca una corriente proporcional más alta en la corriente de control I_{CO} y su copia I_{COC} . Esta corriente adicional no se muestra en la Fig. 4C porque se compensará inmediatamente por la acción de compensación del amplificador 83 la cual aumenta la corriente I_A para compensar la corriente proporcional extra. Esta corriente extra I_A se obtiene por una disminución adicional del voltaje V_N en el nodo N_2 .

En el instante t_3 , el voltaje de referencia se disminuye de manera que el voltaje de diferencia de entrada V_r-V_o llega a ser negativo. La parte proporcional del integrador 11 saca una contribución proporcional negativa P' en la corriente de control I_{CO} y su copia I_{COC} cuyos valores ahora caen inmediatamente por debajo del valor máximo I_{MAX} . El voltaje V_N se eleva rápidamente, la corriente del amplificador I_A para de fluir, y el circuito de afianzamiento 82 comienza a conducir la corriente de diferencia I_{CL} que aumenta. El bucle de limitación de corriente está ahora abierto y el voltaje V_C en el condensador C_1 no se influye nunca más por el circuito de limitación 8. Debido al voltaje de diferencia de entrada negativo V_r-V_o , el voltaje V_C en el condensador C_1 comienza a disminuir. La parte de integración del integrador 11 se indica por I' .

Se tiene que señalar que, aunque el circuito de limitación 8 se dilucida con respecto a un integrador analógico 11 con el condensador C_1 , el integrador 11 también puede ser implementado con circuitos digitales tales como un contador. El amplificador 83 ahora tiene que actuar en el mecanismo de cuenta arriba y abajo del contador. El integrador 11 también puede carecer de la acción P y/o puede incluir una acción D .

Si el controlador 1 se implementa en un convertidor de potencia, es importante seleccionar el valor de la corriente máxima I_{MAX} de manera que el circuito de limitación 8 limita la corriente de control I_{CO} antes de que se active la protección de la corriente máxima a través del conmutador de transistores S_1 , y antes de que la bobina L se sature.

Se tiene que señalar además que los circuitos de protección existentes que tienen que proteger los conmutadores S_1 y S_2 del convertidor de potencia contra corrientes demasiado grandes, son incapaces de limitar la corriente de salida media I_{OA} del convertidor. En su lugar, limitan la corriente máxima a través de los conmutadores debido a la presencia de una corriente de rizado. No obstante, la corriente de rizado varía con el voltaje de salida. La amplitud de la corriente de rizado es máxima cuando el voltaje de salida es aproximadamente la mitad del voltaje de la batería V_b , y la amplitud de la corriente de rizado está aproximándose a cero para voltajes de salida cerca de cero voltios o casi el voltaje de batería V_b .

Un primer circuito de protección conocido, detecta la corriente a través del conmutador de control S_1 y lo compara con un valor máximo. El conmutador de control S_1 se reinicia inmediatamente cuando se detecta que la corriente a través del conmutador de control S_1 llega a ser más grande que el valor máximo. El controlador responderá con el aumento de la corriente de control, y el siguiente ciclo de conmutación, de nuevo el conmutador de control S_1 se reiniciará inmediatamente cuando se detecta que la corriente a través del conmutador de control S_1 llega a ser más grande que el valor máximo. Esto durará hasta que la causa de la corriente demasiado grande se quite. De hecho, el bucle de limitación abre el bucle principal, y de esta manera llevará una considerable cantidad de tiempo recuperar desde un estado de sobrecorriente.

Como se trató anteriormente, la US-B-6.611.131 revela otros dos circuitos de protección de la técnica anterior que tiene los problemas asociados mencionados anteriormente.

La Fig. 5 muestra un diagrama de circuito de una realización del controlador en el cual la señal de control está limitada a un valor mínimo. El controlador 1 es idéntico a aquel mostrado en la Fig. 3. De esta manera, como en la Fig. 3, el voltaje V_C a través del condensador C_1 se suministra a la fuente de corriente 112 para obtener la corriente

de control ICO, y a la fuente de control 81 del circuito de limitación 8 para obtener una corriente de control copia ICOC de la corriente de control ICO. De nuevo, la corriente de control copia ICOC se extrae del nodo N2.

El circuito de limitación 8 además comprende una fuente de corriente 80', un circuito de afianzamiento 82 y un amplificador 83. La fuente de corriente 80' suministra la corriente IMIN al nodo N2. La corriente IMIN representa el valor mínimo al cual se debería limitar la corriente copia ICOC. El circuito de afianzamiento 82 se acopla al nodo N2 para limitar el voltaje VN en este nodo a un valor mínimo. La entrada del amplificador 83 recibe el voltaje VN y su salida se conecta a la entrada del integrador 11 para suministrar una corriente IA al condensador C1 para aumentar la acción de integración si la corriente copia ICOC alcanza o cae por debajo de la corriente IMIN.

El funcionamiento del circuito de limitación 8 mostrado en la Fig. 5 es comparable a aquella del circuito de limitación 8 mostrado en la Fig. 3. Brevemente, en tanto en cuanto la corriente de control copia ICOC es más grande que la corriente mínima IMIN, el voltaje VN en el nodo N2 es bajo y la corriente de diferencia ICL se conduce por el circuito de afianzamiento 82. El amplificador 83 está inactivo y la corriente IA es cero. Cuando la corriente copia ICOC llega a ser igual a la corriente mínima IMIN, el voltaje VN aumenta y provoca al circuito de afianzamiento 82 parar de conducir corriente. El amplificador 83 comienza suministrando la corriente IA dentro del condensador C1 para impedir que la corriente copia ICOC disminuya más allá.

La Fig. 5, como un ejemplo solamente, muestra una realización particular del circuito de afianzamiento 82 y el amplificador 83. El circuito de afianzamiento 82 y el amplificador 83 se diseñan de manera que siempre solamente uno de ellos conduce corriente. El circuito de afianzamiento 82 comprende un FET 822 que tiene un trayecto de corriente principal dispuesto entre el nodo N2 y un potencial de referencia, el cual en la Fig.3 es un potencial positivo V+. Una fuente de voltaje 823, que suministra un nivel de voltaje VCLL, se conecta entre el electrodo de control del FET 822 y otro potencial de referencia (tierra). El amplificador 83 comprende un FET 831 que tiene un electrodo de control conectado al nodo N2, y un trayecto de corriente principal conectado entre la entrada I1 del integrador 11 y el potencial de referencia V+. En tanto en cuanto la corriente copia ICOC es más grande que la corriente mínima IMIN, el circuito de afianzamiento 82 origina la corriente de diferencia ICL y limita el voltaje VN a un valor mínimo. Tan pronto como la corriente copia ICOC llega a ser igual a la corriente mínima IMIN, la corriente de diferencia ICL cambia la polaridad y el voltaje VN se eleva. Debido al nivel aumentado del voltaje VN, el circuito de afianzamiento 82 detiene la corriente de la fuente, y el amplificador 83 comienza a suministrar corriente al condensador C1 para aumentar la acción de integración. El bucle de control, creado por el circuito de limitación 8 cuando el amplificador 83 está activo, se diseña para tener un factor de amplificación de bucle abierto grande de manera que la acción de integración se influye para obtener una corriente copia ICOC que está limitada a la corriente mínima IMIN. Consecuentemente, también la corriente de control ICO está limitada a un valor mínimo.

La Fig. 6 muestra un diagrama de circuito de una realización del convertidor DC/DC controlado en modo corriente de acuerdo con la invención. Esta realización se basa en el diagrama de bloques del convertidor de la técnica anterior mostrado en la Fig. 1. La Fig. 6 muestra una posible implementación en un circuito integrado que usa fuentes de corriente.

Primero, se trata el equivalente del circuito con el convertidor mostrado en la Fig. 1, la fuente de corriente 70 que suministra la corriente de corrección ICR se supone que no está aún presente. El controlador 1 comprende el mismo sustractor 10, que recibe el voltaje de referencia Vr, y el voltaje de entrada Vo (el cual es el voltaje de salida del convertidor de potencia) para suministrar la misma señal de error ER. El integrador 11 integra la señal de error ER para obtener una señal de control CO que controla la fuente de corriente 111 para extraer la corriente de control ICO desde el nodo N1. El controlador en modo corriente CC también puede comprender, junto con el integrador 11 una acción P y/o D para obtener un controlador PI, o PID para generar la señal de control CO a partir de la señal de error ER.

El circuito de compensación de pendiente 2 comprende una fuente de corriente 20 que suministra una corriente de compensación de pendiente ISL al nodo N1. El circuito de detección 6 ahora suministra una corriente detectada ISE, que es representativa de la corriente de inducción IL, al nodo N1. Un voltaje en el nodo N1 se determina por la suma de las corrientes ICO, ISE e ISL. El comparador 3 ahora comprende el amplificador 30 que suministra la señal de reinicio RS que indica cuándo el nivel de la corriente detectada ISE llega a ser igual a la diferencia de la corriente de control ICO y la corriente de compensación de pendiente ISL. Tanto el oscilador 5 como el Biestable de Establecimiento-Reinicio 4 son idénticos a los mismos elementos mostrados en la Fig. 1. También la topología formada por los conmutadores S1, S2, la bobina L, el condensador C y la carga LO es idéntica a aquella mostrada en la Fig. 1. El funcionamiento de esta implementación en un circuito integrado del convertidor conocido, y las desventajas del mismo se dilucidan en detalle con respecto a las señales mostradas en la Fig. 7.

En una realización del convertidor de acuerdo con la presente invención, se añade un circuito de corrección 7. En la realización mostrada en la Fig. 6, el circuito de corrección 7 comprende una fuente de corriente 70 la cual extrae una corriente de corrección ICR fuera del nodo N1. El funcionamiento de esta realización se dilucida en detalle con respecto a las señales mostradas en la Fig. 8. Realizaciones alternativas del circuito de corrección 7 se tratan con respecto a las Fig. 11 y 12.

La Fig. 7 muestra señales que dilucidan el funcionamiento del convertidor DC/DC controlado en modo corriente de la técnica anterior. La Fig. 7 muestra una situación de estado estable en el que el nivel de la corriente de inducción IL en el final $t=T$ de un periodo de conmutación T es idéntico al nivel de la corriente de inducción IL en un inicio $t=0$ de un periodo de conmutación T. La corriente IS1 a través del conmutador S1 es idéntica a la corriente de inducción IL durante el periodo de encendido que dura desde el instante 0 al instante DT durante el cual el conmutador S1 está cerrado. El circuito detectado ISE es proporcional a la corriente IS1 a través del conmutador S1. La corriente de control ICO tiene un nivel constante predeterminado en el estado estable. La corriente de diferencia de la corriente de control ICO y la corriente de compensación de pendiente ISL se muestra como la curva indicada por ICO-ISL. En el instante DT, la corriente detectada ISE llega a ser igual a la corriente de diferencia ICO-ISL y el Bistable de Establecimiento-Reinicio 4 se reinicia. El conmutador S1 se abre y el conmutador S2 se cierra. Ahora, durante el periodo de apagado que dura desde el instante DT al instante T, la corriente de inducción IL disminuye. La corriente IS1 a través del conmutador S1 y de esta manera la corriente detectada ISE cae a cero, la corriente de compensación de pendiente ISL se apaga ($ISL=0$) y la corriente de diferencia ICO-ISL llega a ser igual a la corriente de control ICO. Se tiene que señalar que en una realización práctica las corrientes pueden ser versiones a escala de las corrientes reales. La corriente de inducción media ILA se indica por la línea discontinua. En un convertidor reductor, la corriente de salida media IOA es la corriente suministrada a la adaptación paralela del condensador de alisamiento C y la carga LO y de esta manera es igual a la corriente de inducción media ILA. Esta corriente de salida media IOA es promediada sobre el periodo de conmutación T. Para un convertidor elevador, el cual tiene un conmutador S2 en su salida, la corriente suministrada a esta adaptación paralela difiere de la corriente media ILA a través de la bobina L.

A partir de la Fig. 7 llega a estar claro que la ganancia de la corriente de control ICO a la corriente de salida media IOA no es 1. Esto está causado por la corriente de compensación de pendiente ISL y el rizado IRI en la corriente de inducción IL. La corriente de compensación de pendiente ISL provoca que la corriente de control ICO sea más grande que la corriente de inducción pico ILP. La corriente de rizado IRI provoca que la corriente de inducción media ILA sea menor que la corriente de inducción pico ILP. La ganancia Ai de la corriente de control ICO a la corriente de salida media IOA es

$$A_i = IOA/ICO$$

Para dilucidar el efecto en el ancho de banda de pequeña señal del convertidor elevador DC-DC controlado en modo corriente, se supone que el controlador 11 es un controlador PI, de manera que la transferencia desde las entradas (V_r y V_o) a la salida (ICO) del controlador en modo corriente 1 es

$$ICO / (V_r - V_o) = g_{HF} * (1+j\omega\tau) / j\omega\tau$$

en donde gHF es el valor de la transferencia de alta frecuencia (la parte proporcional), y τ es la constante de tiempo de la parte de integración.

El voltaje de salida V_o se filtra por el condensador C, y la carga LO se considera que es una resistencia. Por lo tanto, la transferencia desde la corriente de salida media IOA a la tensión de salida V_o es

$$V_o / IOA = R / (1+j\omega RC)$$

La ganancia en bucle abierto desde el voltaje de entrada diferencial V_r-V_o al voltaje de salida V_o es de esta manera

$$V_o / (V_r - V_o) = A_i * g_{HF} * R * (1+j\omega\tau) / (j\omega\tau * (1+j\omega RC))$$

La ganancia en bucle abierto tiene un polo de baja frecuencia en $f_p = 1/(2\pi RC)$ y un cero de alta frecuencia en $f_z = 1/(2\pi\tau)$

La frecuencia de ganancia unidad de la ganancia en bucle abierto es

$$f_1 = (A_i * g_{HF}) / (2\pi C)$$

La ganancia en bucle cerrado tiene un ancho de banda f_3 de -3dB que se puede aproximar por la frecuencia de ganancia unidad f_1 del bucle abierto. De esta manera, el ancho de banda f_3 de -3dB de bucle cerrado depende del valor del condensador de salida C, la transferencia de alta frecuencia gHF, y la ganancia Ai de la transferencia desde la corriente de control ICO a la corriente de salida media IOA. Los valores del condensador C y la transferencia gHF son bien conocidos, no obstante, el valor de la ganancia Ai es más pequeño que 1, y no es fijo. Debido al hecho que Ai es más pequeño que 1, el ancho de banda en bucle cerrado de la transferencia desde el voltaje de referencia V_r al voltaje de salida V_o es más pequeño que el posible máximo. Esto es una desventaja porque limita las posibilidades del convertidor para seguir con precisión las rápidas variaciones del voltaje de referencia V_r en la salida.

La Fig. 8 muestra señales que dilucidan el funcionamiento del convertidor DC/DC controlado en modo corriente

mostrado en la Fig. 6. Ahora, se ha añadido el circuito de corrección 7 el cual comprende una fuente de corriente 70 la cual extrae una corriente de corrección ICR fuera del nodo N1. Debido a que, en el mismo estado estable, la misma corriente IS1 fluye a través del conmutador S1, la corriente detectada ISE es idéntica a aquella del convertidor de la técnica anterior. También, la corriente de compensación de pendiente ISL se considera que es idéntica a aquella del convertidor de la técnica anterior. De nuevo, en el mismo estado estable, la corriente total en el nodo N1 debería provocar un reinicio del Biestable de Establecimiento-Reinicio 4 en el mismo instante DT. Consecuentemente, el efecto de añadir el circuito de corrección 7 es que la corriente de control ICO debe disminuir exactamente con el valor de la corriente de corrección ICR.

De esta manera, si se selecciona que la corriente de corrección ICR sea igual a la suma del nivel de la corriente de compensación de pendiente ISL en el instante de desconexión DT y la mitad de la corriente de rizado IRI, la corriente de control ICO llega a ser igual a la corriente de inducción media ILA. Consecuentemente, la ganancia Ai de la transferencia desde la corriente de control ICO a la corriente de salida media IOA llega a ser igual a 1 y el ancho de banda en bucle cerrado de la transferencia desde el voltaje de referencia Vr al voltaje de salida Vo tiene su valor máximo.

A continuación ahora, se dilucida el funcionamiento del convertidor, que tiene tal circuito de corrección 7. De nuevo, a modo de ejemplo solamente, el convertidor es un convertidor reductor, y el controlador CC es un controlador PI que comprende el integrador 11. Además, la fuente de corriente 70 extrae la corriente de corrección ICR desde el nodo N1, a modo de ejemplo, cerca de la fuente de corriente 111 la cual extrae la corriente de control ICO desde el Nodo N1, como se muestra en la Figura. La suma de la corriente de corrección ICR y la corriente de control ICO se indica por la corriente suma IMC que se extrae fuera del nodo N1. La suma de la corriente de compensación de pendiente ISL y la corriente detectada ISE está fluyendo hacia el nodo N1. De esta manera el Biestable de Establecimiento-Reinicio 4 se reiniciará en el instante DT que la corriente detectada ISE alcanza el nivel de la corriente suma IMC desde el cual la corriente de compensación ISL se sustrae. La corriente suma IMC también se conoce como la señal de control modificada MCO en las Fig. 11 y 12.

En la Fig. 8, se supone que la corriente de corrección ICR tiene un valor tal que la señal de control modificada IMC tiene el mismo nivel que la señal de control ICO en la Fig. 7. Consecuentemente, la señal de control ICO en la Fig. 8 corresponde directamente con la corriente de inducción media ILA y la corriente de salida media IOA. La palabra "corresponde" se usa para indicar que se pueden usar las versiones a escala de las corrientes reales. En todos los otros aspectos, la Fig. 8 es idéntica a la Fig. 7.

En el siguiente cálculo ahora, el valor de la corriente de corrección ICR se determina para un convertidor reductor en el que la compensación de pendiente tiene forma de parábola. A partir de la Fig. 7 resulta que la diferencia entre la corriente de control ICO y la corriente de salida media IOA es

$$ICO - IOA = ISL(DT) + IRI/2$$

en donde ISL(DT) es la corriente de compensación de pendiente en el instante DT en el cual el conmutador S1 está desconectado, e IRI es la corriente de rizado pico a pico a través de la corriente de inducción IL. La corriente de compensación de pendiente óptima ISL para un convertidor reductor es

$$ISL(t) = 1/2 * (t/T)^2 * (T/L) * Vb = (t^2 Vb)/2TL$$

en donde t/T es la posición relativa en un ciclo de reloj con duración T, L es el valor de inducción de la bobina L, y Vb es el voltaje de entrada DC del convertidor. Este voltaje de entrada puede ser suministrado por una batería.

En el instante de desconectar el conmutador S1 (el cual se conoce como el conmutador de control), la corriente de compensación de pendiente ISL tiene el valor

$$ISL(DT) = 1/2 * D^2 * (T/L) * Vb$$

en donde D es el valor del estado estable del ciclo de carga, que si se omiten las pérdidas, es Vo/Vb. La corriente de rizado pico a pico en la corriente de bobina ILA o la corriente de salida IOA es para un convertidor reductor

$$IRI = DT * (Vb - Vo)/L$$

Con las anteriores ecuaciones, la diferencia entre la corriente de control ICO y la corriente de salida media IOA es

$$ICO - IOA = ISL(DT) + IRI/2 = (T * Vo)/(2L)$$

Consecuentemente, si la corriente de corrección ICR tiene este valor $(T * Vo)/(2L)$, la corriente de control ICO llega a ser igual a la corriente de inducción media ILA y de esta manera también a la corriente de salida media IOA. Se tiene que señalar que la corriente de corrección ICR es una corriente de realimentación positiva.

La ganancia de corriente Ai que describe la transferencia de la corriente de control ICO a la corriente de salida

media IOA, ahora tiene una magnitud unitaria. Consecuentemente, el ancho de banda f_3 de -3dB del bucle ha aumentado a

$$f_3 \approx g_{HF} / (2\pi C).$$

Una ventaja adicional es que el ancho de banda de -3dB depende de dos cantidades bien conocidas solamente.

- 5 Una mejora similar de la velocidad de reacción se obtiene si se usan otras topologías de convertidor distintas a un convertidor reductor, o cuando el controlador PI CC tiene otro comportamiento, o cuando la compensación de pendiente tiene una forma diferente o no está presente en absoluto.

10 La Fig. 9 muestra un diagrama de circuito de una realización del convertidor DC/DC controlado en modo corriente en el que la señal de control modificada está limitada a un valor máximo mayor que cero. La Fig. 9 está basada en la Fig. 5, la primera diferencia es que una fuente de corriente 70 que conduce la corriente de corrección ICR se ha añadido en la salida de la fuente de corriente 112, como también se muestra en la Fig. 6. La suma de la corriente de corrección ICR y la corriente de control ICO es la corriente de control modificada IMC. La segunda diferencia es que una fuente de control 71 se ha añadido al nodo N2 para conducir una corriente copia ICRC de la corriente de corrección ICR. La suma de la corriente de corrección copia ICRC y la corriente de control copia ICOC es la corriente copia modificada IMCC.

15 El circuito de afianzamiento 82 conduce corriente en tanto en cuanto la corriente copia modificada IMCC sea mayor que la corriente mínima IMIN la cual es mayor que cero. El circuito de amplificación 83 está inactivo y de esta manera no influye al nodo de integración en el integrador 11. Cuando la corriente copia modificada IMCC llega a ser menor que la corriente mínima IMIN suministrada por la fuente de corriente 80', el circuito de afianzamiento 82 cesa la conducción y el amplificador 83 comienza a suministrar corriente IA al condensador C1 del integrador 11. Consecuentemente, la corriente de control copia ICOC se controla de manera que la corriente copia modificada IMCC se limita al nivel de la corriente mínima IMIN.

20 Para determinar el valor adecuado de la corriente mínima IMIN, primero se considera el funcionamiento del circuito de la Fig. 6, pero sin el circuito de corrección 7, como se dilucida con respecto a la Fig. 7. En esta circuito de la técnica anterior, la entrada de reinicio R del Biestable de Establecimiento-Reinicio 4 llega a estar activa (alta) en el instante DT en el que la corriente a través del conmutador de control S1 llega a ser igual a o mayor que una corriente de control diferencia ICO-ISL que es igual a la corriente de control ICO menos la corriente de compensación de pendiente ISL, ver la Fig. 7. Como resultado, el conmutador de control S1 llega a ser no conductivo y la fuente de corriente de compensación de pendiente 20 se desconecta. Para estar seguro que la entrada de reinicio R se hace inactiva (baja), se requiere que la corriente de control diferencia ICO-ISL sea al menos mayor que la corriente detectada ISE la cual es positiva.

25 Ahora, se supone que además de la fuente de corriente de corrección 70, la cual suministra la corrección, la corriente ICR está presente en la tipología de la Fig. 6. La diferencia entre la corriente de control ICO y la corriente de control modificada IMC es igual a la corriente de corrección ICR. De nuevo, para estar seguros de que la entrada de reinicio R se hace inactiva la corriente de control modificada IMC debería ser positiva. Consecuentemente, la corriente mínima IMIN se debería seleccionar mayor que cero.

30 Una consecuencia del cumplimiento del requisito de que la corriente copia modificada IMCC no pueda llegar a ser menor que la corriente mínima IMIN es que la corriente de inducción media ILA puede llegar a ser negativa. El convertidor es capaz de convertir la energía almacenada en el condensador de alisamiento C de vuelta al voltaje de la fuente de alimentación Vb. El convertidor ahora funciona más o menos como un convertidor elevador desde el condensador de salida C a la batería que suministra el voltaje de suministro Vb. Se tiene que señalar que la corriente en el conmutador S1 ahora puede llegar a ser negativa, de esta manera este conmutador S1 debería tener capacidad de corriente bidireccional. También el conmutador S2 debería tener capacidad de corriente bidireccional y de esta manera debería ser un conmutador síncrono y no un diodo.

35 La Fig. 10 muestra un diagrama de circuito de una realización del controlador y el circuito de corrección implementado en un circuito integrado. Una manera atrayente de realizar un controlador PI en un circuito integrado es usar circuitería completamente diferencial para beneficiarse de manera máxima del rechazo en modo común para suprimir señales espureas, las cuales están a menudo presentes, especialmente en fuentes de alimentación en modo conmutado. Los bucles de control en modo común requeridos, los cuales establecen los voltajes en modo común de los nodos para valores adecuados, no se muestran.

40 El amplificador de transconductancia TCA3 recibe el voltaje de referencia Vr en la entrada de no inversión y el voltaje de salida Vo en la entrada de inversión, y suministra corrientes de salida a los nodos N3 y N4. El amplificador de transconductancia TCA3 tiene una transferencia determinada por la transconductancia gHF que representa la parte proporcional de alta frecuencia del controlador PI 1 o CC. La parte de integración de baja frecuencia del controlador PI se genera por los amplificadores de transconductancia TCA1 y TCA2 y el condensador C1. Estos amplificadores TCA1 y TCA2, y el condensador C1 forman de esta manera el integrador 11. El amplificador de

transconductancia TCA1 con transconductancia gLF1 recibe el voltaje de referencia Vr en la entrada de no inversión y el voltaje de salida Vo en la entrada de inversión, y suministra las corrientes de salida al condensador C1. El amplificador de transconductancia TCA2 con transconductancia gLF2 recibe el voltaje a través del condensador C1 entre la entrada de no inversión y la entrada de inversión, y suministra sus corrientes de salida a los nodos N3 y N4. En cuanto se consideran los componentes tratados hasta ahora, se obtiene una implementación IC atrayente del controlador PI de la técnica anterior. La suma de las corrientes en los nodos N3 y N4 forman las corrientes de salida indicadas por IMC. Estas corrientes IMC forman la señal de control ICO de la Fig. 1.

La señal de control ICO se puede cambiar en la corriente de control modificada IMC la cual corresponde a la corriente de control modificada IMC mostrada en la Fig. 6 añadiendo el amplificador de transconductancia TCA4 con transconductancia gCOR. El amplificador de transconductancia TCA4 tiene una entrada de no inversión que recibe el voltaje de salida Vo y una entrada de inversión que se conecta a un voltaje de referencia que es tierra. El amplificador de transconductancia TCA4 suministra la corriente de corrección ICR a los nodos N3 y N4.

El circuito de limitación 8 que limita el valor máximo de la señal de control ICO comprende: la fuente de corriente 80 la cual suministra la corriente máxima IMAX desde el nodo N5 al nodo N6, el amplificador de transconductancia TCA5 con transconductancia gHF, el amplificador de transconductancia TCA6 con transconductancia gLF2, y los FET F1 y F2. De hecho, F2 es parte del amplificador 83. El amplificador de transconductancia TCA5 recibe el voltaje de referencia Vr en la entrada de no inversión y el voltaje de salida Vo en la entrada de inversión, y suministra las corrientes de salida a los nodos N5 y N6. El amplificador de transconductancia TCA6 recibe el voltaje a través del condensador C1 entre la entrada de no inversión y la entrada de inversión, y suministra sus corrientes de salida a los nodos N5 y N6. De esta manera, el amplificador de transconductancia TCA5 suministra la parte proporcional a la corriente de control copia ICOC de la Fig. 3, y el amplificador de transconductancia TCA6 suministra la parte de integración de la corriente de control copia ICOC. El FET F1, que tiene un trayecto de corriente principal, dispuesto entre los nodos N5 y N6 y un electrodo de control conectado al nodo N5 forma el circuito de afianzamiento 82 de la Fig. 3. El FET F2, que tiene un trayecto de corriente principal, dispuesto en paralelo con el condensador C1 y un electrodo de control conectado con el nodo N6 forma el amplificador 83 de la Fig. 3.

El circuito de limitación que limita el valor mínimo de las corrientes modificadas IMC de la Fig. 6 y la Fig. 9 comprende: la fuente de corriente 80' que suministra la corriente mínima IMIN desde el nodo N8 al nodo N7, el amplificador de transconductancia TCA7 con transconductancia gCOR, el amplificador de transconductancia TCA8 con transconductancia gHF, el amplificador de transconductancia TCA9 con transconductancia gLF2, y los FET F3 y F4. El amplificador de transconductancia TCA9 recibe el voltaje a través del condensador C1 entre la entrada de no inversión y la entrada de inversión, y suministra sus corrientes de salida a los nodos N7 y N8. De esta manera, el amplificador de transconductancia TCA8 suministra la parte proporcional de la corriente de control copia ICOC de la Fig. 9 a los nodos N7 y N8, y el amplificador de transconductancia TCA9 suministra la parte de integración a la corriente de control copia ICOC. El amplificador de transconductancia TCA7 tiene una entrada de no inversión que recibe el voltaje de salida Vo y una entrada de inversión que se conecta a un voltaje de referencia que es tierra y suministra las corrientes de corrección ICRC a los nodos N7 y N8. El FET F3, que tiene un trayecto de corriente principal, dispuesto entre los nodos N7 y N8 y un electrodo de control conectado al nodo N7 forma el circuito de afianzamiento 82 de la Fig. 9. El FET F4, que tiene un trayecto de corriente principal, dispuesto en paralelo con el condensador C1 y un electrodo de control conectado al nodo N8 forma el amplificador 83 de la Fig. 9.

La Fig. 11 muestra un diagrama de bloques de otra realización del convertidor DC/DC controlado en modo corriente de acuerdo con la invención. La Fig. 11 muestra una adaptación del convertidor de la técnica anterior mostrado en la Fig. 1. Ahora el circuito de corrección 7 se inserta entre el controlador 11 y el comparador 3, mientras que el circuito de compensación de pendiente 2 se ha dejado fuera. El circuito de corrección 7 recibe la señal de control ICO y suministra una señal de control modificada MCO al comparador 3.

El circuito de limitación 8 se añade para limitar el valor máximo o mínimo de la señal de control ICO. Debido a que la señal de control ICO es ahora representativa de la corriente de salida media IOA, el circuito de limitación 8 limita la corriente de salida media IOA del convertidor.

La Fig. 12 muestra un diagrama de bloques de aún otra realización del convertidor DC/DC controlado en modo corriente de acuerdo con la invención. La Fig. 12 muestra una adaptación del convertidor de la técnica anterior mostrado en la Fig. 1. Ahora el circuito de corrección 7 se inserta entre el controlador en modo corriente 11 y el circuito de compensación de pendiente 2. De nuevo, el circuito de limitación 8 se añade para limitar el valor máximo o mínimo de la señal de control ICO. El circuito de corrección 7 recibe la señal de control ICO y suministra una señal de control modificada MCO al circuito de compensación de pendiente 2. El circuito de compensación de pendiente 2 suministra la señal de control modificada SCO' al comparador 3.

El circuito de limitación 8 se añade para limitar el valor máximo o mínimo de la señal de control ICO. Debido a que la señal de control ICO es ahora representativa de la corriente de salida media IOA, el circuito de limitación 8 limita la corriente de salida media IOA del convertidor.

Se debería señalar que las realizaciones mencionadas anteriormente ilustran más que limitan la invención, y que aquellos expertos en la técnica serán capaces de diseñar muchas realizaciones alternativas sin salirse del alcance de las reivindicaciones anexas.

5 Por ejemplo, todas las direcciones de corriente se pueden invertir. La persona experta entiende fácilmente cómo adaptar las realizaciones mostradas si se sustituyen los PMOST FET por NMOST FET y al revés.

10 En las reivindicaciones, cualquier signo de referencia situado entre paréntesis no se interpretará como que limita la reivindicación. El uso del verbo “comprende” y sus conjugaciones no excluye la presencia de elementos o pasos distintos de aquellos fijados en una reivindicación. El artículo “un” o “una” precediendo a un elemento no excluye la presencia de una pluralidad de tales elementos. La invención se puede implementar por medio de componentes físicos que comprenden varios elementos distintos, y por medio de un ordenador programado adecuadamente. En la reivindicación del dispositivo que enumera varios medios, varios de estos medios se pueden realizar por uno o el mismo elemento de componentes físicos. El mero hecho de que ciertas medidas se enumeren en reivindicaciones dependientes mutuamente diferentes no indica que una combinación de estas medidas no se pueda usar con ventaja.

15

REIVINDICACIONES

1. Un controlador (1) para controlar un convertidor DC-DC en modo corriente que comprende:
un comparador (10) para comparar una señal de entrada (Vo) con una señal de referencia (Vr) para obtener una señal de error (ER),
- 5 un integrador (11) para aplicar la acción de integración sobre la señal de error (ER) para obtener una señal de control (ICO), el integrador (11) que permite la influencia de la acción de integración,
caracterizado por un circuito de limitación que comprende:
medios de copia (81) para suministrar una señal de control copia (ICOC) que es proporcional a la señal de control (ICO),
- 10 medios de determinación (85) para determinar si la señal de control copia (ICOC) alcanza un valor límite (IMIN, IMAX), y
el circuito de limitación que se adapta para influir la acción de integración para limitar la señal de control (ICO) cuando la señal de control copia (ICOC) alcanza el valor límite (IMIN, IMAX).
- 15 2. Un controlador como se reivindica en la reivindicación 1, en el que el valor límite (IMAX; IMIN) indica un nivel máximo (IMAX), y en el que el circuito de limitación se dispone para disminuir la acción de integración cuando la señal de control copia (ICOC) alcanza el nivel máximo (IMAX).
3. Un controlador de integración como se reivindica en la reivindicación 1, en el que el valor límite (IMAX; IMIN) indica un nivel mínimo (IMIN), y en el que el circuito de limitación se dispone para aumentar la acción de integración cuando la señal de control copia (ICOC) alcanza el nivel mínimo (IMIN).
- 20 4. Un controlador como se reivindica en la reivindicación 1, en el que: los medios de copia (81) comprenden una primera fuente de corriente (81) para suministrar la señal de control copia (ICOC) como una primera corriente a un nodo (N2), los medios de determinación (85) comprenden (i) una segunda fuente de corriente (80; 80') para suministrar una segunda corriente fija predeterminada (IMAX; IMIN) al nodo (N2), y (ii) un circuito de afianzamiento (82) para limitar un voltaje (VN) en el nodo (N2), en el que la primera corriente y la segunda corriente tienen una polaridad opuesta, y el circuito de limitación comprende un amplificador (83) que tiene una entrada conectada al nodo (N2) y una salida conectada a una entrada (II) del integrador (11) para influir la acción de integración del integrador (11).
- 25 5. Un controlador como se reivindica en la reivindicación 4, en el que el integrador (11) comprende un condensador de integración (CI), y la salida del amplificador (83) se acopla al condensador de integración (CI).
- 30 6. Un controlador como se reivindica en la reivindicación 4, en el que el integrador (11) comprende una tercera fuente de corriente (112) para suministrar la señal de control (ICO) como una tercera corriente que se determina por un voltaje (VC) a través del condensador de integración (CI).
- 35 7. Un controlador como se reivindica en la reivindicación 6, en el que el amplificador (83) comprende un transistor (830) que tiene una entrada de control acoplada al nodo (N2), y un trayecto de corriente principal acoplado al condensador de integración (CI).
8. Un controlador como se reivindica en la reivindicación 4, en el que el circuito de afianzamiento (82) comprende un transistor (820) que tiene una entrada de control y un trayecto de corriente principal acoplado al nodo (N2), y una fuente de voltaje (VCLH; VCLL) acoplada a la entrada de control.
- 40 9. Un controlador como se reivindica en la reivindicación 1, en el que el comparador (10) comprende un primer amplificador de transconductancia (TCA1) que tiene entradas para recibir la señal de entrada (Vo) y la señal de referencia (Vr), y primeras salidas para suministrar la señal de error (ER), el integrador (11) comprende un condensador (CI) dispuesto entre las primeras salidas, y un segundo amplificador de transconductancia (TCA2) que tiene entradas acopladas a través del condensador (CI), y segundas salidas (N3, N4) para suministrar la señal de control (ICO) como una corriente de salida (IMC), los medios de copia (81) comprenden un tercer amplificador de transconductancia (TCA6; TCA9) que tiene entradas acopladas a través del condensador (CI), y terceras salidas (N5, N6; N7, N8) para suministrar la señal de control copia (ICOC) como una corriente de control copia, los medios de determinación (85) comprenden una fuente de corriente (80; 80') dispuesta entre las terceras salidas (N5, N6; N7, N8), y un primer transistor (F1; F3) dispuesto entre las terceras salidas (N5, N6; N7, N8) para actuar como una afianzamiento, la fuente de corriente (80; 80') que se dispone para suministrar el valor límite (IMAX, IMIN) como una corriente límite, y el circuito de limitación comprende un transistor (F2; F4) que tiene un trayecto de corriente principal dispuesto entre las primeras salidas, y una entrada de control acoplada a una de las terceras salidas (N5, N6; N7, N8) para influir un voltaje (VC) a través del condensador (CI) si la corriente de control copia (ICOC) alcanza
- 50

la corriente límite (IMAX, IMIN).

- 5 **10.** Un convertidor DC/DC controlado en modo corriente para recibir un voltaje de entrada (Vb) de la fuente de alimentación para suministrar un voltaje de salida (Vo) de la fuente de alimentación a una carga (LO), el convertidor DC/DC controlado en modo corriente comprende: el controlador como se reivindica en la reivindicación 1 en el que la señal de entrada (Vo) es el voltaje de salida (Vo) de la fuente de alimentación, una bobina (L) y un conmutador controlable (SI) que se acopla a la bobina (L) para obtener una corriente de inducción (IL) que varía periódicamente a través de la bobina (L), un circuito conductor (3, 4) para comparar (3) una señal detectada (SE) que es representativa para la corriente de inducción (IL) con la señal de control (ICO) para desconectar (4) el conmutador controlable (SI) cuando un nivel de la señal detectada (SE) alcanza un nivel de la señal de control (ICO).
- 10 **11.** Un convertidor DC/DC controlado en modo corriente como se reivindica en la reivindicación 10, que además comprende un circuito de corrección (7) para añadir a la señal de control (ICO) una señal de corrección (ICR) que es representativa para una diferencia entre un nivel original de la señal de control (ICO) y un valor medio de la corriente de inducción (IL) para obtener una señal de control modificada (MCO; IMC), y en el que el circuito de conducción (3, 4) se dispone para comparar (3) la señal detectada (SE) con la señal de control modificada (ICO) para desconectar (4) el conmutador controlable (SI) cuando un nivel de la señal detectada (SE) alcanza un nivel de la señal de control modificada (ICO).
- 15 **12.** Un convertidor DC/DC controlado en modo corriente como se reivindica en la reivindicación 11, que además comprende medios (71) para suministrar una señal de corrección copia (ICRC) que es proporcional a la señal de corrección (ICR), y en el que: los medios de determinación (85) se disponen para determinar si una suma de la señal de control copia (ICOC) y la señal de corrección copia (ICRC) alcanza el valor límite (IMIN, IMAX), y el circuito de limitación se dispone para limitar la señal de control (ICO) cuando la suma de la señal de control copia (ICOC) y la señal de corrección copia (ICRC) alcanza el valor límite (IMIN, IMAX).
- 20 **13.** Un convertidor DC/DC controlado en modo corriente como se reivindica en la reivindicación 10, en el que: los medios (81) para suministrar la señal de control copia (ICOC) comprenden una primera fuente de corriente (81) para suministrar la señal de control copia (ICOC) como una primera corriente (ICOC) a un primer nodo (N2), los medios de determinación (85) comprenden una segunda fuente de corriente (80, 80') para suministrar una segunda corriente fija predeterminada (IMAX; IMIN) al primer nodo (N2), y un circuito de afianzamiento (82) para limitar el voltaje (VN) en el primer nodo (N2), y el circuito de limitación comprende un amplificador (83) que tiene una entrada conectada al primer nodo (N2) y una salida conectada a una entrada (II) del integrador (11) para influir la acción de integración del integrador (11).
- 25 **14.** Un convertidor DC/DC controlado en modo corriente como se reivindica en la reivindicación 13, que además comprende una segunda fuente de corriente (71) para suministrar una segunda corriente (ICRC) proporcional a la corriente de corrección (ICR) al primer nodo (N2), y en el que el amplificador (83) aumenta la acción de integración cuando la primera corriente (ICOC) cae por debajo de la suma del nivel de corriente mínimo (IMIN) y la tercera corriente (ICRC).
- 30 **15.** Un convertidor DC/DC controlado en modo corriente como se reivindica en la reivindicación 10, en el que: el controlador (1) comprende una primera fuente de corriente (111) para suministrar a un primer nodo (N1) una corriente de control (CO) que se determina por la señal de control (ICO), y en el que el convertidor DC/DC controlado en modo corriente además comprende un circuito de detección (6) para detectar la corriente de inducción (IL) para suministrar la señal detectada (SE) que es una corriente detectada (ISE) al primer nodo (N1), una polaridad de la corriente de control (ICO) que es opuesta a una polaridad de la corriente detectada (ISE), y en la que el circuito de conducción (3, 4) se acopla al primer nodo (N1) para determinar cuándo un nivel de la corriente detectada (ISE) alcanza un nivel de la suma de la corriente de control (ICO) y la corriente de corrección (ICR).
- 35 **16.** Un aparato que comprende un convertidor DC/DC controlado en modo corriente como se reivindica en la reivindicación 10, y circuitos de procesamiento de señal (LO) para recibir el voltaje de salida (Vo) de la fuente de alimentación generado por el convertidor DC/DC controlado en modo corriente.
- 40 **17.** Un aparato como se reivindica en la reivindicación 16 que es un aparato móvil que comprende una batería para suministrar un voltaje de batería (Vb) que es el voltaje de entrada (Vb) de la fuente de alimentación, el convertidor DC/DC controlado en modo corriente que se dispone para convertir el voltaje de batería (Vb) en el voltaje de salida (Vo) de la fuente de alimentación.
- 45 **18.** Un método de controlar (1) un convertidor DC/DC controlado en modo corriente que comprende:
comparar (10) una señal de entrada (Vo) con una señal de referencia (Vr) para obtener una señal de error (ER),
aplicar (11) una acción de integración en la señal de error (ER) para obtener una señal de control (ICO), el integrador (11) que permite influir la acción de integración,
- 50

caracterizado por

suministrar (81) una señal de control copia (ICOC) que es proporcional a la señal de control (ICO),

determinar (85) si la señal de control copia (ICOC) alcanza un valor límite (IMIN, IMAX), y

5 limitar la acción de integración para limitar por ello la señal de control (ICO) cuando la señal de control copia (ICOC) alcanza el valor límite (IMIN, IMAX).

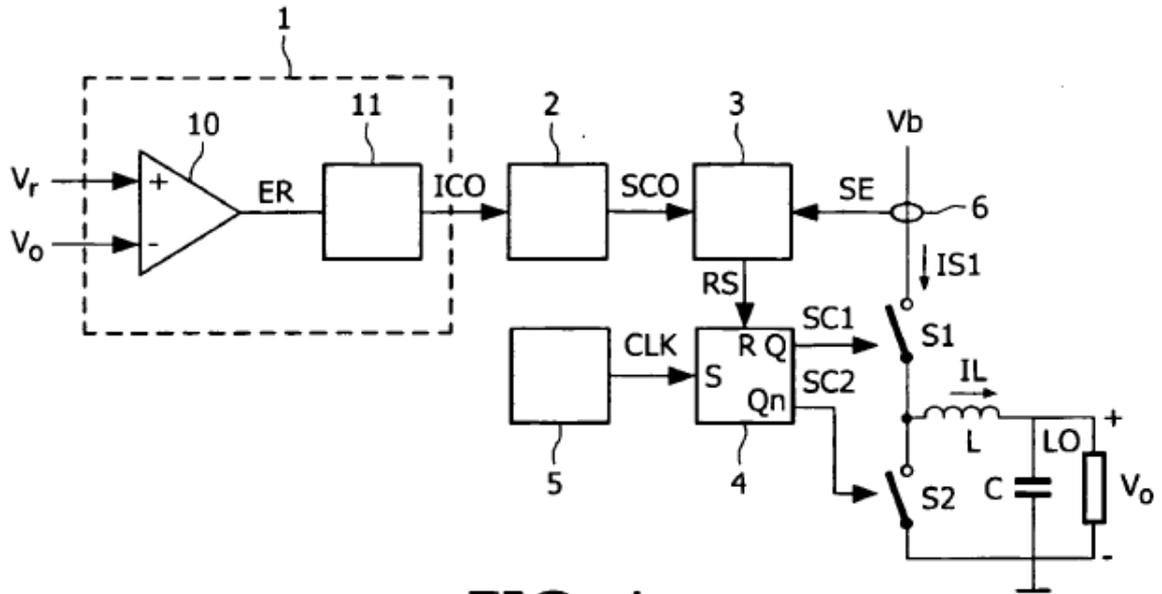


FIG. 1

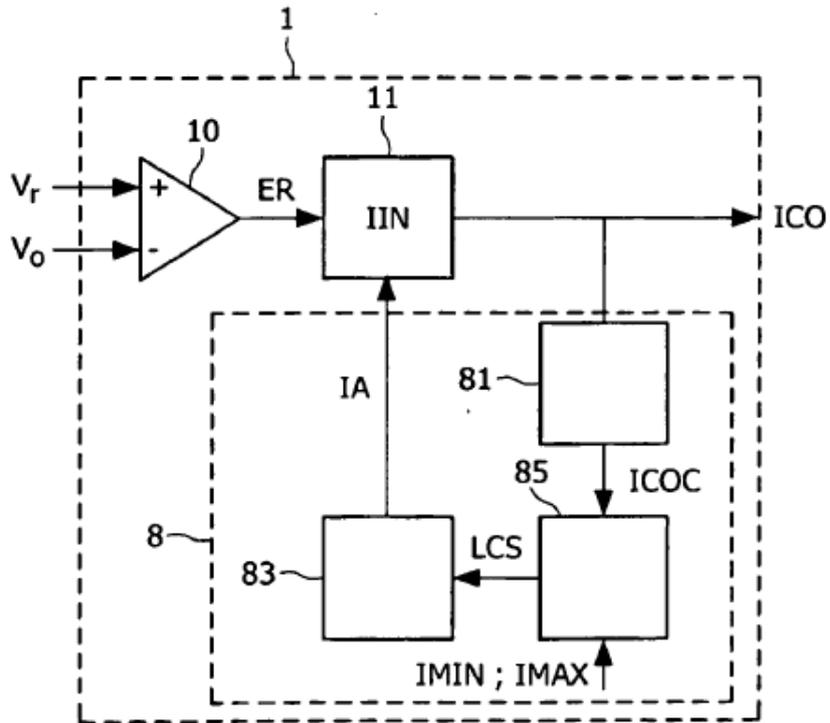


FIG. 2

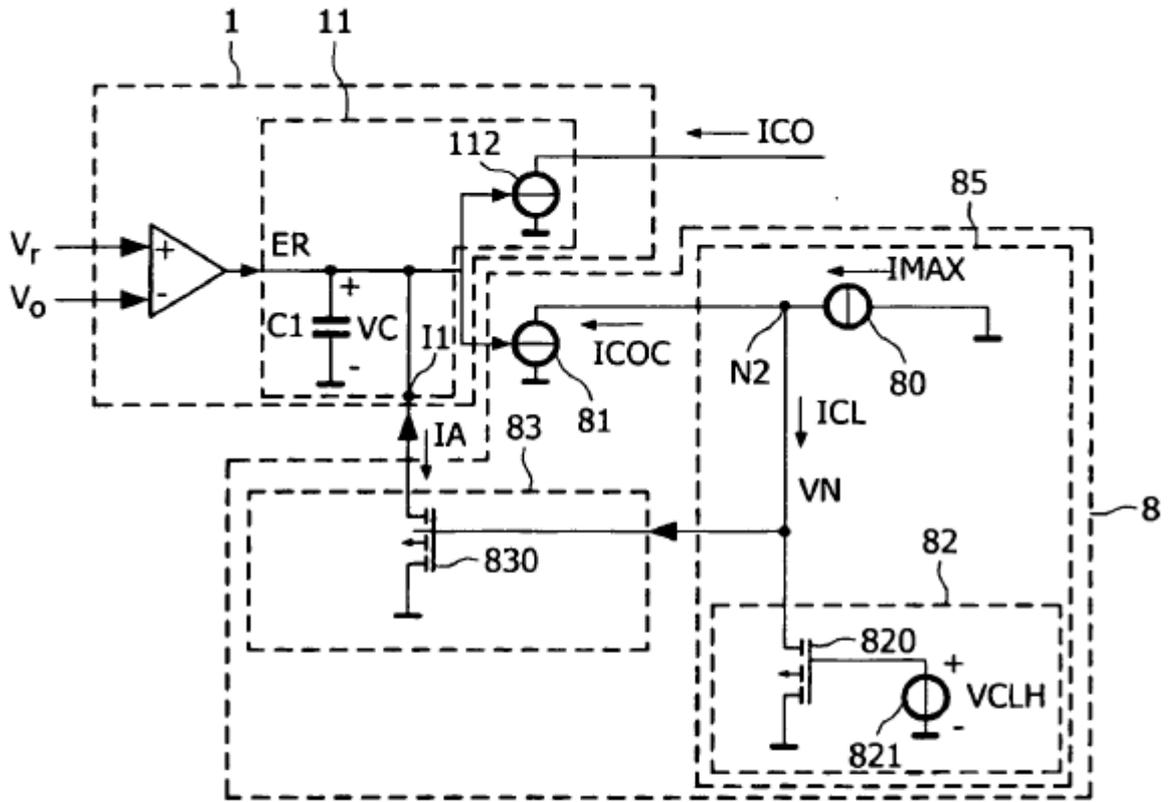
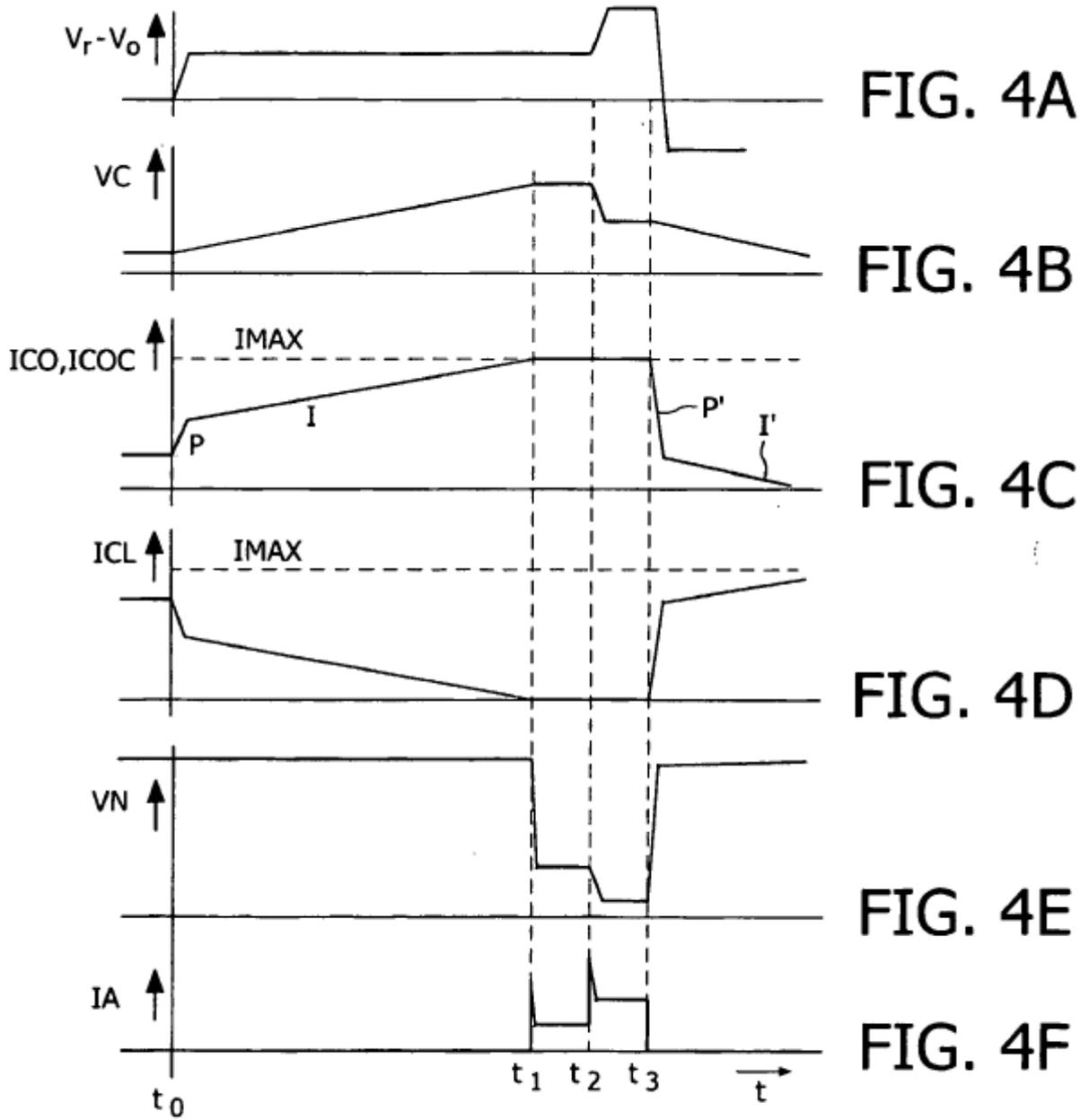


FIG. 3



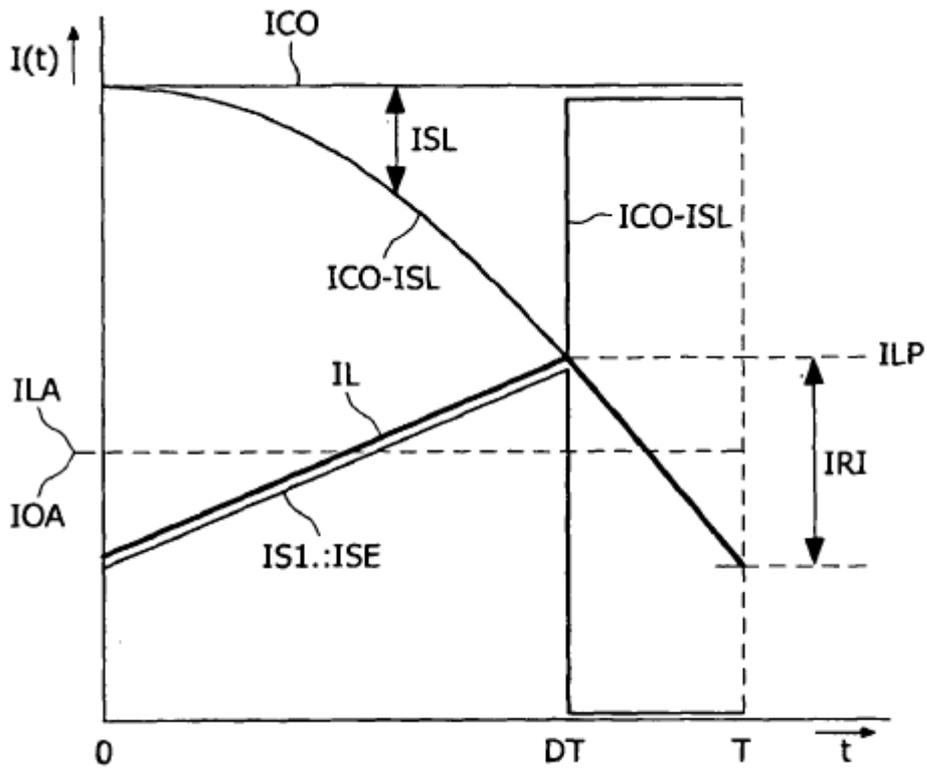


FIG. 7

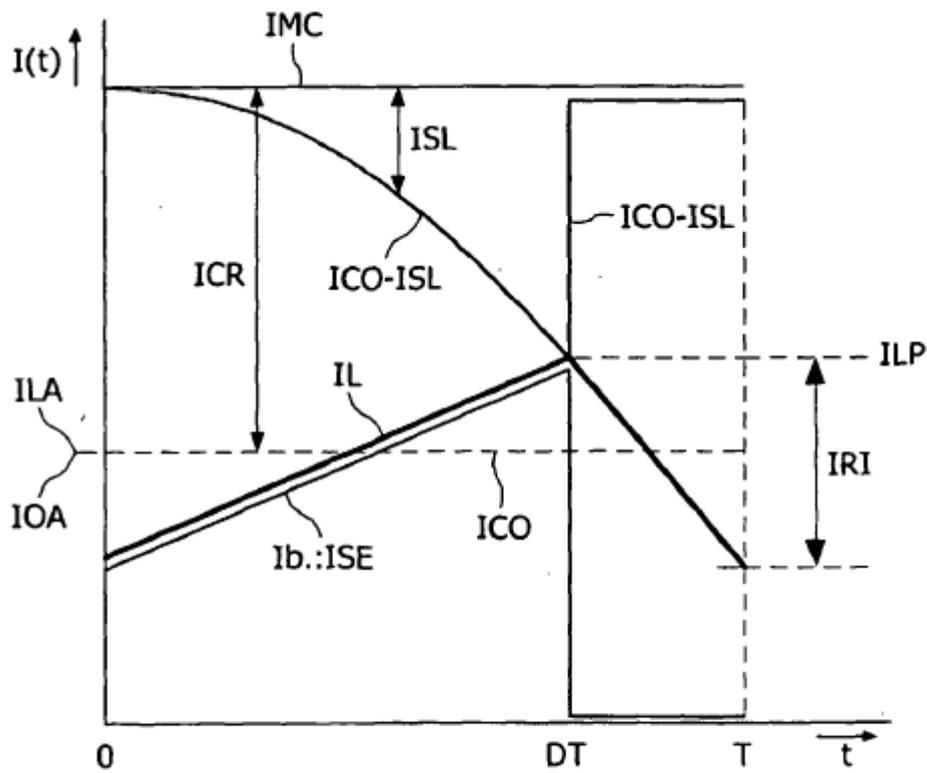


FIG. 8

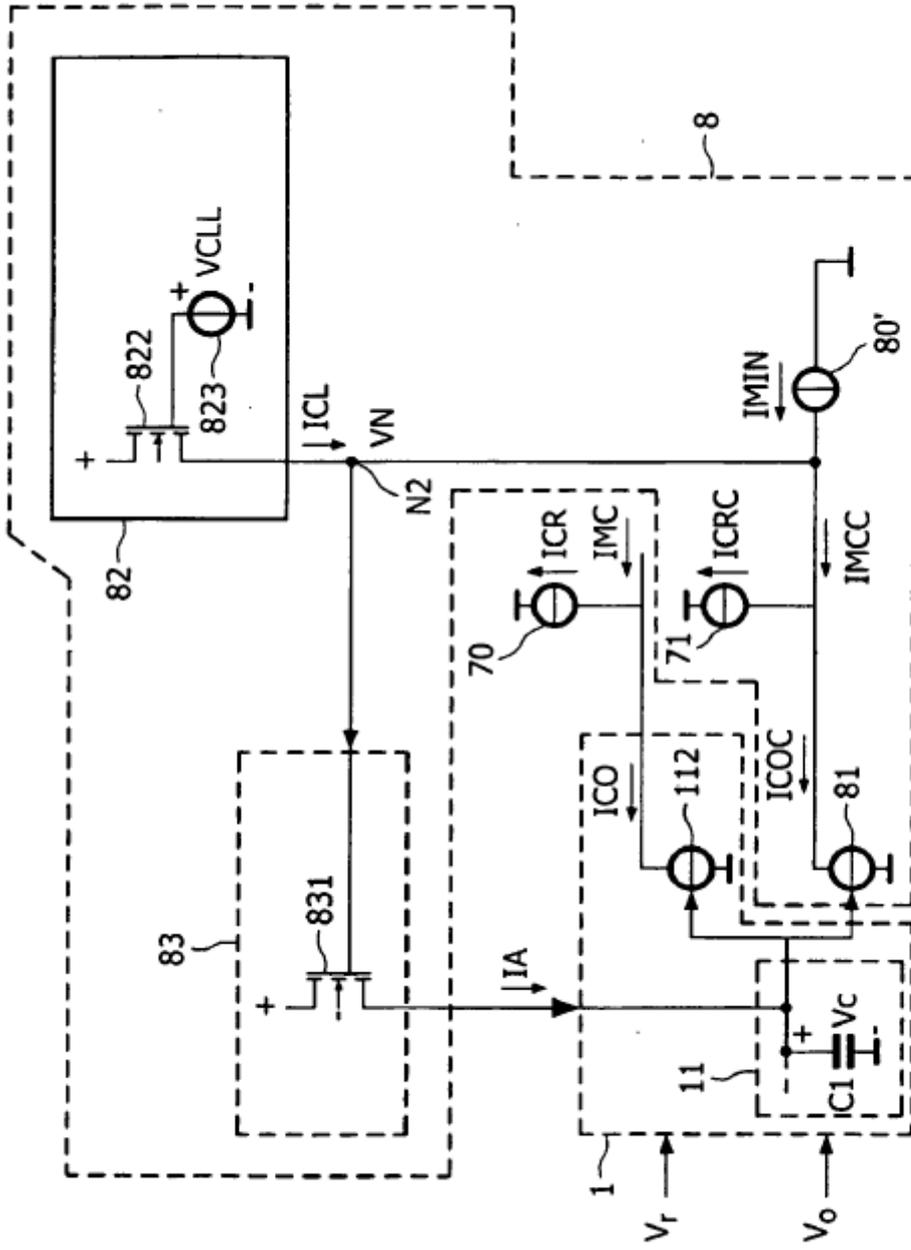


FIG. 9

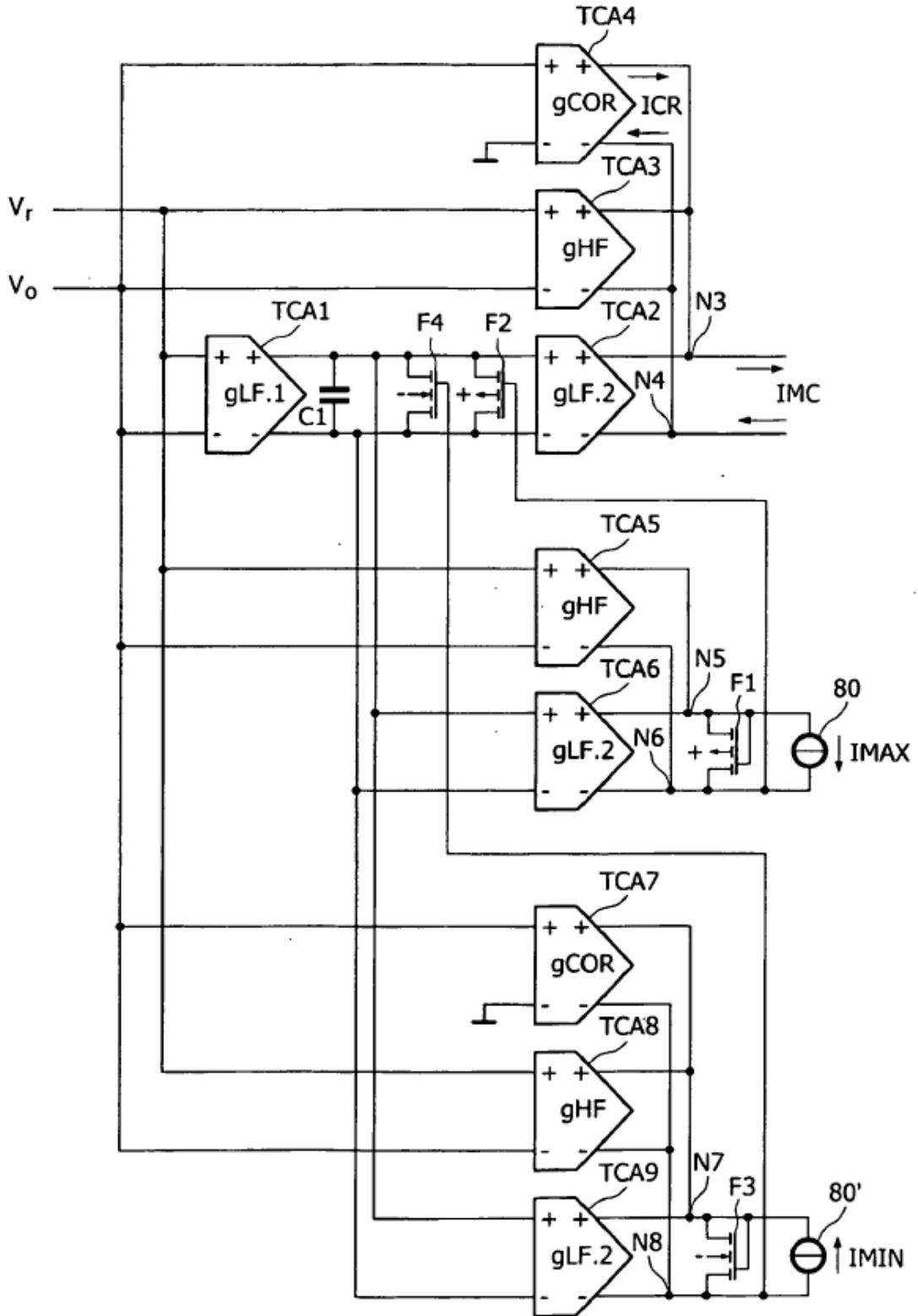


FIG. 10

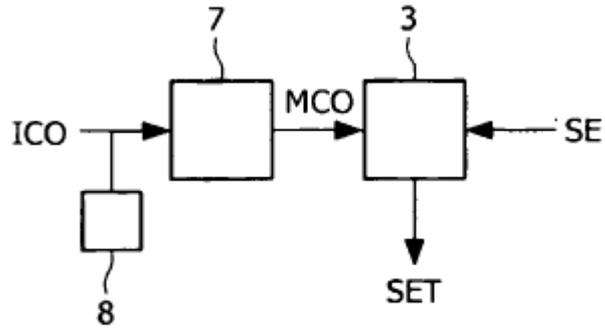


FIG. 11

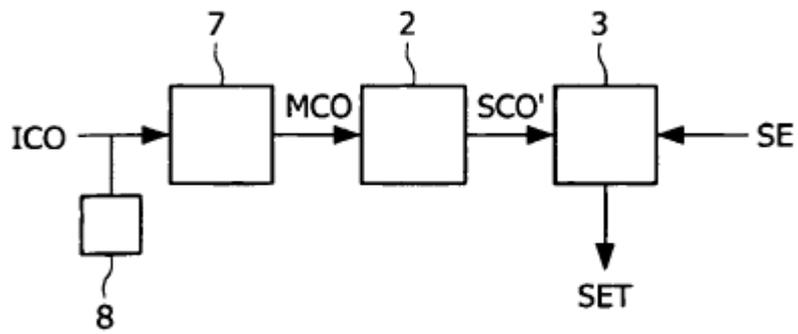


FIG. 12