

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 716 224**

51 Int. Cl.:

H03M 1/12 (2006.01)

G05F 1/10 (2006.01)

H02M 3/157 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **24.01.2008 PCT/US2008/051871**

87 Fecha y número de publicación internacional: **14.08.2008 WO08097720**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **24.01.2008 E 08728173 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **16.01.2019 EP 2122831**

54 Título: **Regulación de tensión de salida digital de doble circuito**

30 Prioridad:

06.02.2007 US 671889

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

11.06.2019

73 Titular/es:

**BEL POWER SOLUTIONS INC. (100.0%)
152 N. Third Street, Suite 805
San Jose, CA 95112, US**

72 Inventor/es:

**CHAPUIS, ALAIN y
ROARK, DENNIS R.**

74 Agente/Representante:

ISERN JARA, Jorge

Observaciones:

**Véase nota informativa (Remarks, Remarques o
Bemerkungen) en el folleto original publicado por
la Oficina Europea de Patentes**

ES 2 716 224 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).

DESCRIPCION

Regulación de tensión de salida digital de doble circuito

5 ANTECEDENTES DE LA INVENCION

1. Campo de la invención

10 La presente invención se refiere a circuitos de regulación de tensión, y de manera más particular a un control digital a través de un regulador de tensión conmutado utilizando un doble bucle de retroalimentación para una regulación mejorada.

2. Descripción del estado de la técnica relacionada

15 Los reguladores de tensión conmutados se conocen en el estado de la técnica para convertir una tensión de corriente continua (DC) de un nivel disponible en una tensión de otro nivel DC. Un regulador de tensión conmutado facilita una tensión de salida DC regulada a una carga, almacenando de manera selectiva energía en un inductor de salida acoplado con la carga, conmutando el flujo de la corriente hacia el inductor de salida. Un convertidor Buck es un tipo de regulador de tensión conmutado particular que incluye dos conmutadores de energía que son proporcionados habitualmente por transistores MOSFET (transistores de efecto de campo metal-óxido-semiconductor). Un capacitor de filtro acoplado en paralelo con la carga reduce la onda de la corriente de salida. 20 Un circuito de control de modulación por ancho de pulsos (PWM) se utiliza para controlar la activación de los conmutadores de tensión de una manera alterna para controlar el flujo de la corriente en el inductor de salida. El circuito de control PWM utiliza señales de retroalimentación que reflejan la tensión de salida y/o el nivel de la corriente para ajustar el ciclo de trabajo aplicado a los conmutadores de alimentación en respuesta al cambio de las condiciones de carga.

Los circuitos de control PWM convencionales se construyen utilizando componentes de circuito análogos, tal como amplificadores y comparadores operativos. Sin embargo, es deseable utilizar circuitos digitales en lugar de los 30 componentes de circuitos análogos ya que los circuitos digitales ocupan menos espacio físico y necesitan menos energía. Un circuito de control digital PWM convencional incluye un restador que produce una señal de error representando la diferencia entre una señal a ser controlada (por ejemplo, tensión de salida (V_o)) y una tensión de referencia. Un convertidor análogo a digital (ADC) convierte la señal de error en una señal digital. La señal de error digital es facilitada a un filtro de compensación de bucle que tiene una función de transferencia $H(z)$ proporcionando estabilidad al bucle de retroalimentación del regulador de tensión. Un modulador por ancho de pulsos digital (DP-WM) produce entonces una señal proporcional modulada por ancho de pulsos que se utiliza para controlar los conmutadores de alimentación del regulador de tensión.

Para mantener la complejidad del circuito de control PWM baja, es deseable mantener la cantidad de bits de la señal digital en un número reducido. Al mismo tiempo, sin embargo, la cantidad de bits de la señal digital debe ser suficientemente elevada para proveer una resolución suficiente para asegurar un control preciso del valor de salida. En caso de que la tensión de salida debe ser programable a través de una gama extendida, es aun más difícil mantener un error reducido DC en el restador y por lo tanto los errores de precisión del punto nominal aumentarán. Mientras que el circuito puede hacerse preciso sobre una gama amplia proporcionando ganancia y compensación ajustables, ello lleva consigo costes y complejidad adicionales. Adicionalmente, el ADC tiene que ser muy rápido para responder al cambio de las condiciones de carga y permitir una respuesta rápida transitoria del bucle de retroalimentación. Los microprocesadores actuales presentan velocidades de precesión de corriente de alimentación de hasta 20 A/ μ s, y se espera que los microprocesadores futuros alcanzarán velocidades de precesión superiores a 350A/ μ s, y por lo tanto requieren una respuesta extremadamente rápida del regulador de tensión. En muchas ocasiones, un tiempo de respuesta rápido y una precisión DC son exigencias contradictorias. El tamaño de bit de la señal digital afecta también la complejidad de los circuitos digitales que aumentan la función de transferencia $H(z)$ y por lo tanto los gastos asociados.

El documento EP 1 703 624 A2 describe un regulador de tensión conmutado que presenta un sistema de control digital que incluye bucles de control digitales de doble lazo. El regulador de tensión comprende dos conmutadores de alimentación adaptados para transmitir energía entre unos terminales respectivos de entrada y salida del regulador de tensión y un dispositivo de mando digital adaptado para controlar el funcionamiento de los conmutadores de alimentación en respuesta a una salida del regulador de tensión. El dispositivo de mando digital comprende adicionalmente un primer bucle de mando que proporciona alta velocidad con una precisión de regulación más reducida y un segundo bucle de mando con una precisión más elevada y una velocidad más baja.

El documento US 6 342 850 81 describe un convertidor análogo a digital de alta velocidad que utiliza un ADC de alta resolución para digitalizar el componente de banda baja de una señal de video análoga para producir una señal de alta resolución y un ADC de resolución de baja precisión para la digitalización del espectro entero de la señal análoga y para producir una señal de resolución de baja precisión. La señal de resolución de baja precisión es restada de la señal de alta resolución para generar una suma de señales que contiene un error de cuantización que

es filtrado a través de un filtro digital de paso bajo para filtrar el componente de ancho de banda y aprobar el error de cuantización. La salida del filtro se suma con la señal de resolución de baja precisión para recuperar la resolución de alta precisión de la banda baja, produciendo una señal de salida digital que tiene una resolución apropiada para aplicaciones de alta definición.

Por lo tanto sería ventajoso proveer un sistema y un procedimiento para controlar de manera digital un regulador de tensión conmutado que supere estas desventajas y otras del estado de la técnica. De modo más específico sería ventajoso proveer un circuito de control de tensión de doble lazo para el control de un regulador de tensión conmutado que utiliza circuitos digitales que tienen una capacidad mejorada de repetición y precisión.

La invención se define por las características de las reivindicaciones independientes. Las reivindicaciones dependientes se dirigen a formas de realización preferentes de la invención.

La presente invención provee un regulador de tensión conmutado que tiene un sistema de control digital. De modo general, el regulador de tensión comprende al menos un conmutador de alimentación, adaptado para transmitir energía entre unos terminales respectivos de entrada y salida del regulador de tensión, y un dispositivo de mando digital adaptado para controlar el funcionamiento de los conmutadores de alimentación en respuesta a una salida del regulador de tensión. De modo adicional, el dispositivo de mando digital comprende bucles de control digital duales, en donde un primer bucle de control proporciona alta velocidad con una precisión de regulación inferior y un segundo bucle de control tiene una precisión elevada con una velocidad inferior. Por lo tanto, la invención proporciona las ventajas tanto de alta velocidad como de precisión elevada.

De manera más particular, el primer bucle de control digital incluye un primer convertidor análogo a digital que provee una primera señal digital de error representando una diferencia entre una primera medición de salida del regulador de tensión y un valor de referencia, un primer filtro digital que provee una salida de control digital basada en la primera señal digital de error, y un modulador por ancho de pulsos que transmite una señal de control a los conmutadores de alimentación. La señal de control tiene un ancho de pulsos que corresponde a la salida de control digital. El segundo bucle de control digital incluye un segundo convertidor análogo a digital que proporciona una segunda medición de salida del regulador de tensión. El segundo bucle de control digital provee una segunda señal de error digital que representa una diferencia entre la segunda medición de salida y el valor de referencia. El segundo convertidor análogo a digital tiene una resolución superior al primer convertidor análogo a digital. La segunda señal de error digital se aplica al primer bucle de control digital para mejorar de esta manera la precisión de la primera medición de salida.

De acuerdo con la invención, el primer bucle de control digital comprende además un primer convertidor análogo a digital que provee una primera medición digital de la salida del regulador de tensión, un filtro digital que proporciona una salida de control digital basada en una primera señal de error digital y una segunda señal de error digital, y un modulador por ancho de pulsos digital que facilita una señal de control a por lo menos un conmutador de alimentación, basada en la salida de control digital. La primera señal de error digital comprende una diferencia entre la primera medición digital y un valor de referencia digital. La segunda señal de error digital comprende una suma de la primera señal de error digital y una parte de variación de tiempo del valor de referencia digital.

El segundo bucle de control digital incluye un segundo convertidor análogo a digital proporcionando una segunda medición digital de la salida del regulador de tensión. El segundo convertidor análogo a digital tiene una resolución superior al primer convertidor análogo a digital. El segundo bucle de control digital provee el valor de referencia digital basado en un punto nominal deseado de tensión de salida. El segundo bucle de control digital provee la parte de variación de tiempo del valor de referencia digital basado en una diferencia entre la segunda medición digital y el punto nominal de tensión de salida.

De modo más particular, el filtro digital comprende unas unidades aritméticas proporcionales, integrales y derivadas. La primera señal de error digital es facilitada a las unidades aritméticas proporcionales y derivadas. La segunda señal de error digital es facilitada a la unidad aritmética integral.

Una comprensión más completa del sistema y del procedimiento para el control digital de un regulador de tensión conmutado será ofrecida a los expertos en la materia, así como una realización de ventajas y objetos adicionales de los mismos, a través de una consideración de la descripción detallada siguiente de la forma de realización preferente. Se hará referencia a las hojas de dibujos anexas que se describirán brevemente en un primer tiempo.

BREVE DESCRIPCION DE LOS DIBUJOS

- Fig. 1 ilustra un regulador de tensión conmutado que tiene un circuito de control digital convencional;
Fig. 2 ilustra un regulador de tensión conmutado que tiene un circuito de control digital con un segundo bucle de control análogo;
Fig. 3 ilustra un regulador de tensión conmutado que tiene un circuito de control digital de doble lazo, de acuerdo con un primer ejemplo útil para la comprensión de la invención;
Fig. 4 ilustra un filtro digital ejemplar para su uso en el circuito de control digital de doble lazo de la Fig. 3;

Fig. 5 ilustra un regulador de tensión conmutado que tiene un circuito de control digital de doble lazo de acuerdo con un segundo ejemplo útil para la comprensión de la invención;

Fig. 6 ilustra un filtro digital ejemplar para su uso en el circuito de control digital de doble lazo de la Fig. 5;

5 Fig. 7 ilustra un regulador de tensión conmutado que tiene un circuito de control digital de doble lazo de acuerdo con un tercer ejemplo útil para la comprensión de la invención; y

Fig. 8 ilustra un dispositivo de mando digital ejemplar con modulación del punto nominal para su uso con respecto al circuito de control digital de doble lazo de la Fig. 7.

DESCRIPCION DETALLADA

10 La presente invención provee un circuito de control de tensión de salida digital de doble lazo para el control de un regulador de tensión conmutado. En la descripción detallada que sigue, los números de elementos similares de utilizan para describir elementos similares ilustrados en una o varias figuras.

15 Fig. 1 ilustra un regulador de tensión conmutado 10 que tiene un circuito de control digital convencional. El regulador de tensión 10 comprende una topología de convertidor Buck para convertir una tensión de entrada DC V_{in} en una tensión de salida DC V_o aplicada a una carga resistiva 20 (R_{load}). El regulador de tensión 10 incluye un par de conmutadores de alimentación 12, 14 provistas de dispositivos MOSFET. El terminal drenador de la parte superior del conmutador de alimentación 12 está acoplado con la tensión de entrada V_{in} , el terminal de fuente de la parte inferior del conmutador de alimentación 14 está conectado con la tierra, y el terminal de fuente del conmutador de alimentación 12 y el terminal drenador del conmutador de alimentación 14 están acoplados juntos para definir un nodo de fase. Un inductor de salida 16 está acoplado en serie entre el nodo de fase y el terminal facilitando la tensión de salida V_o , y un capacitador 18 está acoplado en paralelo con la carga resistiva R_{load} . Unos accionadores respectivos 22, 24 activan de modo alterno los terminales de puerta de los conmutadores de alimentación 12, 14. A su vez, un circuito de control digital 30 (descrito más abajo) controla el funcionamiento de los accionadores 22, 24. La abertura y el cierre de los conmutadores de alimentación 12, 14 provee una tensión intermedia que tiene una forma de onda generalmente rectangular en el nodo de fase, y el filtro formado por el inductor de salida 16 y el capacitador 18 convierte la forma de onda rectangular en una tensión de salida V_o sustancialmente DC.

30 El circuito de control digital 30 recibe una señal de retroalimentación de la parte de salida del regulador de tensión 10. Tal como se muestra en la Fig. 1, la señal de retroalimentación corresponde a la tensión de salida V_o , aunque debería ser apreciado que la señal de retroalimentación podría corresponder de modo alternativo (o adicional) a la corriente de salida arrastrada por la carga resistiva R_{load} o una combinación de las mismas. El trayecto de retroalimentación puede incluir además un divisor de tensión facilitado por los resistores 26, 28 para reducir la tensión de salida detectada V_o a un nivel de tensión representativo. El circuito de control digital 30 provee una forma de onda modulada por ancho de pulsos que tiene un ciclo de trabajo controlado para ajustar la tensión de salida V_o (o corriente de salida) a un nivel deseado. A pesar de que el regulador de tensión ejemplar 10 esté representado como teniendo una topología de convertidor Buck, se debería entender que el uso de un control de bucle de retroalimentación del regulador de tensión 10 utilizando el circuito de control digital 30 también puede aplicarse a otras topologías conocidas de regulador de tensión, tal como convertidores elevadores y elevadores-reductores en configuraciones aisladas o no aisladas.

45 De manera más particular, el circuito de control digital 30 incluye un restador 32, un convertidor análogo a digital (ADC) 34, filtro digital 36 y un modulador por ancho de pulsos digital (DP-WM) 38. El restador 32 recibe como entrada la señal de retroalimentación (por ejemplo, tensión de salida V_o) y una referencia de tensión (Ref) y facilita una señal de error de tensión análoga ($Ref - V_o$). El ADC 34 produce una representación digital de la señal de error de tensión. El filtro digital 36 tiene una función de transferencia $H(z)$ que transforma la señal de error de tensión en una salida digital facilitada por el DPWM 38, que convierte la salida digital en una forma de onda que tiene un ancho de pulsos proporcional. Tal como ha sido mencionado más arriba, la forma de onda modulada por pulsos producida por el DPWM 38 es acoplada con los terminales de puerta de los conmutadores de alimentación 12, 14 a través de unos accionadores respectivos 22, 24. El filtro digital 36 puede comprender adicionalmente un filtro de respuesta infinita al impulso (IIR) que tiene coeficientes de filtro que pueden ser modificados de manera selectiva a través de una entrada apropiada para alterar de este modo las características de rendición del filtro digital. Tal como ha sido mencionado más arriba, una desventaja del circuito de control digital convencional 30 es que el restador 32 tiene una precisión estática limitada.

60 Para mejorar la precisión del punto nominal de tensión de salida del circuito de control digital 30, es posible añadir un segundo bucle de control análogo 40, tal como se muestra en la Fig. 2. El segundo bucle de control incluye un amplificador 46 y un integrador 48. Como en el caso del primer bucle de control, el segundo bucle de control 40 recibe una señal de retroalimentación de la parte de salida del regulador de tensión 10 que corresponde a la tensión de salida V_o . El trayecto de retroalimentación puede incluir además un divisor de tensión provisto de unos resistores 42, 44 para reducir la tensión de salida detectada V_o a un nivel de tensión representativo. La señal de retroalimentación es facilitada al terminal de entrada inversor del amplificador 46, y el terminal de entrada no inversor del amplificador es acoplado con una tensión de referencia. El amplificador 46 se elige para que tenga un ancho de banda inferior al restador 32, permitiendo de este modo una precisión más elevada con una velocidad más baja. La salida del amplificador 46 es facilitada al integrador 48 que, a su vez, provee una tensión de ajuste al restador 32 del

primer bucle a través de una resistencia adecuada. El integrador 48 asegura que la señal de error del segundo bucle de control permanece en cero durante el funcionamiento de estado constante. El primer bucle de control proporciona una respuesta transitoria rápida mientras que el segundo bucle de control provee una precisión DC elevada bajo condiciones de estado constante.

Refiriéndose ahora a la Fig. 3, un regulador de tensión conmutado que tiene un circuito de control digital de doble lazo es representado de acuerdo con un primer ejemplo útil para la comprensión de la invención. El circuito de control digital incluye una interfaz en serie 52 que permite una comunicación de datos bidireccional con un sistema de huésped para recibir datos para controlar el funcionamiento del circuito de control digital, y por lo tanto del regulador de tensión, y para reenviar información del estado al sistema de huésped. Un convertidor digital a analógico 56 está acoplado con la interfaz en serie 52. Un valor de referencia digital facilitado por el sistema de huésped a través de la interfaz en serie 52 (o retenido en la memoria dentro de la interfaz en serie 52) es convertido por el convertidor digital a analógico 56 en una tensión de referencia que, a su vez, es facilitada al restador 32 para ser comparada con la representación de la tensión de salida V_o . De este modo, el sistema de huésped puede definir la tensión de referencia, y controlar de esta manera la tensión de salida V_o . La interfaz en serie 52 comunica también valores de coeficiente de filtro al filtro digital 36 desde el sistema de huésped, para controlar de este modo las características del filtro digital 36. A este respecto, el circuito de control digital incluye un primer bucle de control que es sustancialmente el mismo que el circuito descrito más arriba con respecto a la Fig. 1.

Un segundo bucle de control digital está provisto de un convertidor analógico a digital 58 y un circuito de filtro digital 70. El convertidor analógico a digital 58 recibe una señal de retroalimentación que corresponde a la tensión de salida V_o , reducida a un nivel de tensión representativo por un divisor de tensión provisto de resistencias 62, 66. El convertidor analógico a digital 58 está acoplado con la interfaz en serie 52 a través de un circuito de supervisión 54. De esta manera, el convertidor analógico a digital 58 provee una medición digital precisa de la tensión de salida, y esta información puede ser reenviada al sistema de huésped a través del circuito de supervisión y la interfaz en serie 52. En una realización de la invención, el convertidor analógico a digital 56 tiene una resolución mucho más baja que el convertidor analógico a digital de supervisión 58. La resolución del convertidor analógico a digital 56 es seleccionada de tal modo que corresponde a las exigencias específicas de suministro de tensión de cargas diferentes R_{carga} . El convertidor analógico a digital 34 tiene una gama de conversión reducida, pero tiene que ser rápido. Puesto que siempre existe alguna tensión de onda restante en la salida del regulador y el convertidor analógico a digital 34 tiene que tener un tiempo de respuesta rápido, la tensión de onda no puede ser filtrada ya que ello ralentizaría el proceso de conversión. Por lo tanto, la onda da lugar a una señal de error adicional en el primer bucle. El convertidor analógico a digital de supervisión 58 puede funcionar con una frecuencia de muestreo bastante reducida, pero debería ser exacta. Para aumentar la precisión, el convertidor analógico a digital de supervisión 58 incluirá un filtro antisolape en su entrada que reducirá también a la tensión de onda vista en la salida del regulador. El convertidor analógico a digital 58, por lo tanto, medirá el verdadero valor medio de la salida y por ello, de manera inherente, tiene una mejor precisión que el convertidor analógico a digital 34.

El circuito de filtro digital 70 incluye adicionalmente un comparador digital 76, un filtro digital 74, y una resistencia variable 72. El comparador digital 76 recibe en una primera entrada el valor de referencia digital proporcionado por el sistema de huésped, y en una segunda entrada la medición digital de la tensión de salida V_a , y produce un valor de error digital. El valor de error digital pasa a través del filtro digital 74 y controla la configuración de la resistencia variable 72. La resistencia variable 72 forma parte del divisor de tensión definido por las resistencias 28 y 64. De acuerdo con ello, la representación de la tensión de salida V_a facilitada al restador 32 puede ser ajustada controlando la configuración de la resistencia variable 72.

Fig. 4 ilustra un ejemplo del circuito de filtro digital 70 en mayor detalle. Tal como se ha mencionado más arriba, el valor de referencia digital habitualmente tendrá una resolución más baja que la salida de supervisión del convertidor analógico a digital 58. En el ejemplo de la Fig. 4, la señal de referencia tiene una resolución de nueve bits y la salida de supervisión tiene una resolución de doce bits. Un comparador digital 82 está representado como teniendo dos entradas de doce bits. La señal de referencia es multiplicada por ocho (es decir, añadiendo tres bits 0 colgantes) para ajustarla al mismo ancho como la salida de supervisión. El comparador digital 82 compara los valores y genera dos salidas (por ejemplo, $A > B$, y $A < B$). Las dos señales controlan un contador arriba/abajo 84 que actúa como integrador. De este modo, el contador es incrementado cuando la señal de referencia supera la salida de supervisión ($A > B$), y el contador es disminuido cuando la salida de supervisión supera la señal de referencia ($A < B$). El contador 84 es seleccionado de tal manera que no vuelque (es decir, el recuento no baja hasta menos cero y se para cuando ha alcanzado su máximo). Tal como se representa en la Fig. 4, el contador 84 tiene una resolución de cuatro bits con una gama desde cero hasta quince.

Una resistencia variable es formada a partir de transistores de efecto de campo 861-864, cada uno de los cuales tiene un terminal de fuente acoplado con la tierra y unos terminales drenadores respectivos acoplados con las resistencias 882-885. Las resistencias 881 y 921-924 están acopladas juntas en serie y entre resistencias sucesivas de los transistores 861-864. Los terminales de puerta de los transistores 861-864 están acoplados con unos bits respectivos de la salida de cuatro bits del contador 84. Activando unos transistores individuales entre los transistores de efecto de campo 861-864, y acoplando de este modo los asociados entre los resistores en paralelo, la resistencia

efectiva de la resistencia variable ha cambiado. Los valores de las resistencias pueden ser seleccionados de tal modo que la tensión de salida cambia (por ejemplo, de -2% a +2%) cuando el contador cambia desde cero a quince.

El contador 84 es cronometrado por una señal que tiene una frecuencia que es sustancialmente más baja que la frecuencia PWM del primer bucle de control digital. En un ejemplo, el contador 84 es cronometrado por una señal que tiene una frecuencia de una gama desde 100 a 1000 veces más baja que la frecuencia PWM. De acuerdo con ello, el segundo bucle de control digital es sustancialmente más lento que el primer bucle de control digital, pero provee una precisión más elevada en consideración de la mayor resolución del convertidor análogo a digital de supervisión 58.

Puesto que el comparador digital 82 y el contador 84 son circuitos digitales sencillos, es relativamente fácil implementar dichos circuitos dentro de un único circuito de control digital que contiene ambos bucles de control digitales. Una desventaja de este ejemplo es que el filtro digital 74 aun actúa en un circuito análogo, a saber, la resistencia variable 72. Por lo tanto, el valor de corrección digital vuelve a ser convertido en una señal análoga, antes de actuar sobre el primer bucle de control digital. Por este motivo, además sería ventajoso tener un circuito de control que pueda ser implementado utilizando circuitos enteramente digitales.

Refiriéndose ahora a la Fig. 5, un regulador de tensión conmutado que tiene un circuito de control digital de doble lazo está representado de acuerdo con un segundo ejemplo útil para la comprensión de la invención. Este ejemplo difiere del ejemplo precedente por el hecho de incluir un circuito de filtro digital 100 que tiene un comparador digital 102, un filtro digital 104, y sumador 106. Tal como en el ejemplo precedente, el comparador digital 102 compara el valor de referencia digital facilitado por el sistema de huésped (o retenido en la memoria) con la medición digital de la tensión de salida V_a , y produce un valor de error digital. El valor de error digital pasa a través del filtro digital 104 y provee un valor digital al sumador 106. El sumador combina el valor digital de referencia con el valor filtrado digital para producir un valor de referencia digital ajustado. El valor de referencia digital ajustado es facilitado a un convertidor digital a análogo 56 que convierte el valor de referencia digital en una tensión de referencia que, por su parte, es facilitada al restador 32 para la comparación con la representación de la tensión de salida V_a . Por lo tanto, el filtro digital 104 modifica el valor de referencia directamente, en vez de utilizar el divisor de resistencia del primer bucle de control.

Ya que el convertidor digital a análogo 56 de referencia tiene una resolución más baja que el convertidor análogo a digital de supervisión 58, el valor de referencia digital ajustado puede caer entre puntos distintos del convertidor digital a análogo, lo que es agravado por el hecho de que el segundo bucle de control digital trabaja con una frecuencia mucho más baja. De acuerdo con un ejemplo, el circuito de filtro digital 100 está adaptado para aumentar virtualmente la resolución del convertidor digital a análogo de referencia 56. Adicionalmente, el circuito de filtro digital 100 se aprovecha del hecho de que el primer bucle de control digital tiene una característica de filtro de paso bajo. En particular, si el valor de referencia digital puede ser conmutado hacia abajo y arriba con la rapidez suficiente por un recuento, entonces el primer bucle de control digital situará en una media el valor de referencia de conmutación y presentará un valor de referencia medio en la salida del convertidor digital a análogo de referencia 56.

De modo más específico, Fig. 6 muestra el circuito de filtro digital 100 de la Fig. 5 en mayor detalle. El circuito de filtro digital incluye un acumulador de fase que proporciona una interpolación del valor de referencia digital. El circuito de filtro digital está representado adicionalmente como incluyendo un contador 112, unos sumadores 114, 116, 120, y un convertidor de fase 118. Como en el ejemplo de la Fig. 4, el comparador digital 102 compara los valores de supervisión y de referencia y genera dos salidas (por ejemplo, $A > B$, y $A < B$). Las dos señales controlan el contador arriba/abajo 112 que actúa como integrador. Por lo tanto, el contador es incrementado cuando la señal de referencia excede la salida de supervisión ($A > B$), y el contador es disminuido cuando la salida de supervisión excede la señal de referencia ($A < B$). El contador 112 genera un valor de error digital de seis bits que es dividido de tal modo que los dos bits más relevantes son facilitados al sumador 114 y los cuatro bits menos relevantes son facilitados al sumador 120. Estos cuatro bits menos relevantes se consideran como la parte fraccional de la señal correspondiente y son interpolados con el tiempo por el registro de fase 118, que almacena una suma continua de los valores de error de los cuatro bits. El sumador 120 que, combinado con el registro de fase 118, provee un acumulador de fase en el cual los cuatro bits más bajos del valor de error son añadidos al valor de fase, por su parte es retroalimentado al registro de fase. Siempre cuando el sumador 120 rebosa, produce un bit de acarreo que es facilitado al sumador 116. Añadiendo el bit de acarreo del valor de error digital producido por el sumador 114, el sumador 116 da lugar a una interpolación de la parte fraccional del valor de error digital E(5:0).

A modo de ejemplo, el valor medio de la referencia interpolada puede ser establecido en incrementos en la gama de 0, 1/16, 2/16 15/16, ... 3 14/16, 3 15/16, etc. Por lo tanto, la resolución del convertidor digital a análogo 56 puede ser programada en cantidades fraccionales para permitir un control de la tensión de salida del primer bucle de una manera más exacta, sin requerir un convertidor digital a análogo con una alta resolución.

Refiriendose ahora a la Fig. 7, un regulador de tensión conmutado que tiene un circuito de control digital de doble lazo es ilustrado de acuerdo con un tercer ejemplo útil para la comprensión de la invención. Este ejemplo difiere de los ejemplos precedentes por la conversión de la tensión de salida V_o directamente en un valor digital, en vez del error de la tensión de salida V_o . La tensión de salida V_o se aplica directamente al convertidor análogo a digital 34,

que facilita un valor digital al restador 132. Como en el ejemplo precedente, el comparador digital 102 recibe en una primera entrada el valor de referencia digital proporcionado por el sistema de huésped y en una segunda entrada la medición digital de la tensión de salida V_o , y produce un valor de error digital. El valor de error digital pasa a través del filtro digital 104 y provee un valor digital al sumador 106. El sumador 106 combina el valor de referencia digital con el valor filtrado digital para producir un valor de referencia digital ajustado. El valor de referencia digital ajustado es facilitado al restador 132, que resta el valor digital de la tensión de salida V_o del valor de referencia digital ajustado.

Como en el ejemplo precedente, el filtro digital 104 modifica el valor de referencia directamente en lugar de utilizar un divisor de resistencia en el primer bucle de control. Sin embargo, una desventaja de este sistema es que un valor de referencia de variación de tiempo, tal como es generado por el segundo acumulador de fase de retroalimentación añade un ruido al bucle principal de retroalimentación. Ello afecta de manera negativa la onda de la tensión de salida y el ruido del regulador de tensión conmutado.

Fig. 8 ilustra, de acuerdo con una forma de realización preferente de la invención, un dispositivo de mando digital para su uso en un regulador de tensión conmutado y minimiza el ruido del principal bucle de retroalimentación. Tanto el bucle principal como el bucle secundario están divididos de modo que el valor de referencia incluye una parte que no varía el tiempo (a saber, que cambia lentamente) y una parte de variación de tiempo que contiene una modulación para proporcionar unas precisiones de punto nominal fraccionales del bit menos relevante (LSB). En el bucle principal, el filtro digital es implementado como filtro clásico PID con unidades aritméticas proporcionales 144, integrales 146, y derivadas 142 que tienen salidas combinadas por el sumador 148. Tal como en la Fig. 7, el valor de referencia digital ajustado es facilitado al restador 132, que resta el valor digital de la salida de tensión V_o del valor de referencia digital ajustado para obtener una primera señal de error (VERR1 [7:0]). La primera señal de error es facilitada directamente a las unidades aritméticas derivadas y proporcionales 142, 144, y es añadida a la parte de variación de tiempo del valor de referencia (acarreo) por el sumador 152 para obtener una segunda señal de error (VERR2[7:0]). La segunda señal de error es facilitada a la unidad aritmética integral 146. Las salidas combinadas de las unidades aritméticas proporcionales, integrales y derivadas 144, 146, 144 son facilitadas al modulador por ancho de pulsos digital (DPWM) 38.

Tal como en la Fig. 7, el bucle secundario incluye un filtro digital que incluye un acumulador de fase que proporciona una interpolación del valor de referencia digital. El filtro digital incluye un contador 162, sumador 174, y convertidor de fase 172. El contador 162 y el convertidor de fase 172 son accionados por un reloj común. El comparador digital 102 compara los valores de tensión de supervisión y de referencia y genera dos salidas (a saber, $A > B$, y $A < B$). Las dos señales controlan el contador arriba/abajo 162 que actúa como integrador. Por lo tanto, el contador 162 es incrementado cuando la señal de referencia excede la salida de supervisión ($A > B$), y el contador es disminuido cuando la señal de supervisión excede la señal de referencia ($A < B$). El contador 162 genera un valor de error digital de seis bits (E[5:0]) que es dividido de tal modo que los dos bits más relevantes (E[5:4]) son facilitados al sumador 106 y los cuatro bits menos relevantes (E[3:0]) son facilitados al sumador 174. Dichos bits menos relevantes se consideran como la parte fraccional de la señal de corrección y son interpolados con el tiempo por el registro de fase 172 que almacena una suma continua de los valores de error de cuatro bits. El sumador 174 que, combinado con el registro de fase 172 provee un acumulador de fase 170 en el cual los cuatro bits inferiores del valor de error son añadidos al valor de fase, por su parte es retroalimentado al registro de fase. Cuando el sumador 174 se desborda, produce un bit de acarreo que es facilitado al sumador 152. Añadiendo el acarreo del valor de error digital producido por el sumador 174, el sumador 152 da lugar a una interpolación de la parte fraccional del valor de error digital E(5:0).

La unidad aritmética integral 146 del filtro establece el valor medio de la tensión de salida V_o . Las unidades aritméticas proporcionales y derivadas 144, 142 aseguran una buena respuesta transitoria. Por el hecho de proporcionar el valor de error de variación de tiempo únicamente a la parte integral del filtro digital, la invención logra dos objetivos. Primero, la medición de la tensión de salida V_o en el bucle principal se adaptará al valor medio del valor de referencia de variación de tiempo, que es una parte fraccional del bit menos relevante (LSB) de la salida del convertidor análogo a digital 34 (V0[7:0]). Ello permite que la tensión media de salida V_o sea establecida con etapas más pequeñas de las que el convertidor análogo a digital 34 permitiría normalmente. En segundo lugar, la parte de variación de tiempo del valor de referencia únicamente se presenta a la unidad aritmética integral 146 del filtro digital. Ya que un integrador provee un filtro de paso bajo, la variación del valor de referencia es atenuada de manera importante por la unidad aritmética integral 146. Ello permite mantener el ruido añadido del bucle de control en un valor mínimo.

Después de haber descrito de este modo una forma de realización preferente de un sistema y procedimiento para el control digital de un regulador de tensión conmutado, debería quedar evidente para los expertos en la materia que ciertas ventajas del sistema han sido logradas. La invención se define adicionalmente por las reivindicaciones siguientes.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Regulador de tensión comprendiendo:
- al menos un conmutador de alimentación (12, 14) adaptado para transmitir energía entre unos terminales de entrada y de salida respectivos de dicho regulador de tensión; y
- 10 un dispositivo de mando digital adaptado para controlar el funcionamiento de dicho al menos un conmutador de alimentación (12, 14) en respuesta a una salida de dicho regulador de tensión, en el cual dicho dispositivo de mando digital comprende:
- 15 un primer bucle de mando digital incluyendo un primer convertidor análogo a digital (34) que proporciona una primera medición digital de dicha salida de regulador de tensión, un filtro digital (142, 144, 146, 148) que proporciona una salida de mando digital en base a una primera señal de error digital y de una segunda señal de error digital, y un modulador por ancho de impulsos digital (38) que proporciona una señal de mando a dicho al menos un conmutador de alimentación (12, 14) en base a dicha salida de mando digital; y
- 20 un segundo bucle de mando digital que incluye un segundo convertidor análogo a digital (58) que proporciona una segunda medición digital de dicha salida del regulador de tensión, en el cual dicho segundo convertidor análogo a digital (58) tiene una resolución superior a dicho primer convertidor análogo a digital (34), en el cual dicho segundo bucle de mando digital proporciona un valor de referencia digital en base a un punto nominal de tensión de salida deseado, en el cual dicho segundo bucle de mando digital proporciona dicha parte de variación temporal del valor de referencia digital en base a una diferencia entre dicha segunda medición digital y dicho punto nominal de tensión de salida;
- 25 caracterizado por el hecho de que
- la primera señal de error digital comprende una diferencia entre la primera medición digital y el valor de referencia digital, y
- la segunda señal de error digital comprende una suma de la primera señal de error digital y una parte de variación temporal del valor de referencia digital,
- 30 en el cual dicho filtro digital comprende unas unidades aritméticas proporcionales, integrales y derivadas (144, 146, 142),
- en el cual dicha primera señal de error digital es facilitada a dichas unidades aritméticas proporcionales y derivadas (144, 142), y
- 35 en el cual dicha segunda señal de error digital es facilitada a dicha unidad aritmética integral (146).
2. Regulador de tensión de acuerdo con la reivindicación 1, comprendiendo adicionalmente una interfaz en serie (52) acoplada funcionalmente con dicho segundo bucle de mando digital y configurada para recibir dicho punto nominal de salida.
- 40 3. Regulador de tensión de acuerdo con la reivindicación 2, en el cual dicha interfaz en serie (52) está configurada adicionalmente para transmitir dicha segunda medición digital a un servidor.
4. Regulador de tensión de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual dicho segundo bucle de mando digital comprende además un comparador digital (102) que recibe dicha segunda medición digital y dicho punto nominal de tensión de salida, y un contador (162) acoplado operativamente con dicho comparador digital (102), en el cual dicho contador (162) cuenta en una primera dirección si dicha segunda medición digital es inferior a dicho punto nominal de tensión de salida y cuenta en una dirección opuesta si dicha segunda medición digital es superior a dicho punto nominal de tensión de salida.
- 45 5. Regulador de tensión de acuerdo con la reivindicación 4, en el cual dicho segundo bucle de mando digital comprende además un acumulador de fase (170) acoplado operativamente con el contador, que proporciona dicha parte de variación temporal del valor de referencia digital.
6. Regulador de tensión de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual dicho segundo bucle de mando digital es más lento que dicho primer bucle de mando digital.
- 55 7. Regulador de tensión de acuerdo con la reivindicación 1, en el cual dicho primer convertidor análogo a digital (34) tiene una frecuencia de muestreo sustancialmente más elevada que una frecuencia de muestreo correspondiente de dicho segundo convertidor análogo a digital (58).
- 60 8. Procedimiento de mando de un regulador de tensión que comprende al menos un conmutador de alimentación (12, 14) configurado para transmitir llegar energía entre unos terminales de entrada y de salida de dicho regulador de tensión; comprendiendo dicho procedimiento:
- 65 la recepción de primeras y segundas mediciones de salida de dicho regulador de tensión;

- el muestreo de dicha segunda medición de salida para proporcionar una parte de variación temporal de una diferencia entre dicha segunda medición de salida y un valor de referencia;
la filtración de dicha primera señal de error digital y de una segunda señal de error digital para proporcionar una salida de mando digital; y
- 5 el suministro de una señal de mando a dicho al menos un conmutador de alimentación (12, 14), teniendo dicha señal de mando un ancho de pulso que corresponde a dicha salida de mando digital;
- en el cual dicha primera etapa de muestreo es realizada a una velocidad sustancialmente más elevada y una resolución más baja que dicha segunda etapa de muestreo;
- 10 caracterizado por
el muestreo de dicha primera medición de salida para proporcionar una primera señal de error digital que representa una diferencia entre dicha medición de salida y un valor de referencia; y
la combinación de la parte de variación temporal con la primera señal de error digital para proporcionar dicha segunda señal de error digital;
- 15 en el cual dicha etapa de filtración comprende además una filtración derivada y proporcional de la primera señal de error digital y una filtración integral de la segunda señal de error digital.
9. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 8, comprendiendo además la recepción de datos de referencia que definen dicho valor de referencia.
- 20 10. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 8, comprendiendo adicionalmente el envío de datos de supervisión que corresponden a dicha segunda medición de salida.
- 25 11. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 8, comprendiendo además el ajuste de dicho valor de referencia empleando dicha segunda medición de salida.
12. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 8, en el cual la parte de variación temporal comprende además al menos un bit menos relevante de la diferencia entre dicha segunda medición de salida y un valor de referencia.
- 30 13. Dispositivo de mando digital para un regulador de tensión que tiene por lo menos un conmutador de alimentación (12, 14) configurado para transmitir energía entre unos terminales de entrada y de salida respectivos de dicho regulador de tensión, siendo dicho dispositivo de mando digital adaptado para controlar el funcionamiento de dicho al menos un conmutador de alimentación (12, 14) en respuesta a una salida de dicho regulador de tensión, en el cual dicho dispositivo de mando digital comprende:
- 35 un primer bucle de mando digital incluyendo un primer convertidor análogo a digital (34) que proporciona una primera medición digital de dicha salida de regulador de tensión, un filtro digital (142, 144, 146, 148) que proporciona una salida de mando digital sobre la base de una primera señal de error digital y de una segunda señal de error digital, y un modulador por anchos de pulsos digital (38) que proporciona una señal de mando a dicho al menos un conmutador de alimentación (12, 14) en base a dicha salida de mando digital; y un segundo bucle de mando digital que incluye un segundo convertidor análogo a digital (58) que proporciona una segunda medición digital de dicha salida del regulador de tensión, en el cual dicho segundo convertidor análogo a digital (58) tiene una resolución superior a dicho primer convertidor análogo a digital (34), en el cual dicho segundo bucle de mando digital proporciona un valor de referencia digital en base a un punto nominal de tensión de salida deseado, en el cual dicho segundo bucle de mando digital proporciona dicha parte de variación temporal del valor de referencia digital en base a una diferencia entre dicha segunda medición digital y dicho punto nominal de tensión de salida;
- 40 caracterizado por el hecho de que
la primera señal de error digital comprende una diferencia entre la primera medición digital y el valor de referencia digital, y
la segunda señal de error digital comprende una suma de la primera señal de error digital y una parte de variación temporal del valor de referencia digital,
en el cual dicho filtro digital comprende unas unidades aritméticas proporcionales, integrales y derivadas (144, 146, 142),
- 45 en el cual dicha primera señal de error digital es proporcionada a dichas unidades aritméticas proporcionales y derivadas (144, 142), y
en el cual dicha segunda señal de error digital es proporcionada a dicha unidad aritmética integral (146).
14. Dispositivo de mando digital de acuerdo con la reivindicación 13, comprendiendo una interfaz en serie (52) acoplada operativamente con dicho segundo bucle de mando digital y adaptado para recibir dicho punto nominal de tensión de salida.
- 60 15. Dispositivo de mando digital de acuerdo con la reivindicación 14, en el cual dicha interfaz en serie (52) está adaptada adicionalmente para transmitir dicha segunda medición digital a un servidor.
- 65

- 5 16. Dispositivo de mando digital de acuerdo con la reivindicación 13, en el cual dicho segundo bucle de mando digital comprende además un comparador digital (102) que recibe dicha segunda medición digital y dicho punto nominal de tensión de salida, y un contador (162) acoplado operativamente con dicho comparador digital (102), en el cual dicho contador (162) cuenta en una primera dirección si dicha segunda medición digital es inferior a dicho punto nominal de tensión de salida y cuenta en una dirección opuesta si dicha segunda medición digital es superior a dicho punto nominal de tensión de salida.
- 10 17. Dispositivo de mando digital de acuerdo con la reivindicación 16, en el cual dicho primer bucle de mando digital comprende adicionalmente un acumulador de fase (170) acoplado operativamente con el contador, que proporciona dicha parte de variación temporal del valor de referencia digital.
- 15 18. Dispositivo de mando digital de acuerdo con la reivindicación 13, en el cual dicho segundo bucle de mando digital es más lento que dicho primer bucle de mando digital.
19. Dispositivo de mando de acuerdo con la reivindicación 13, en el cual dicho primer convertidor análogo a digital (34) tiene una frecuencia de muestreo sustancialmente más elevada que una frecuencia de muestreo correspondiente de dicho segundo convertidor análogo a digital (58).

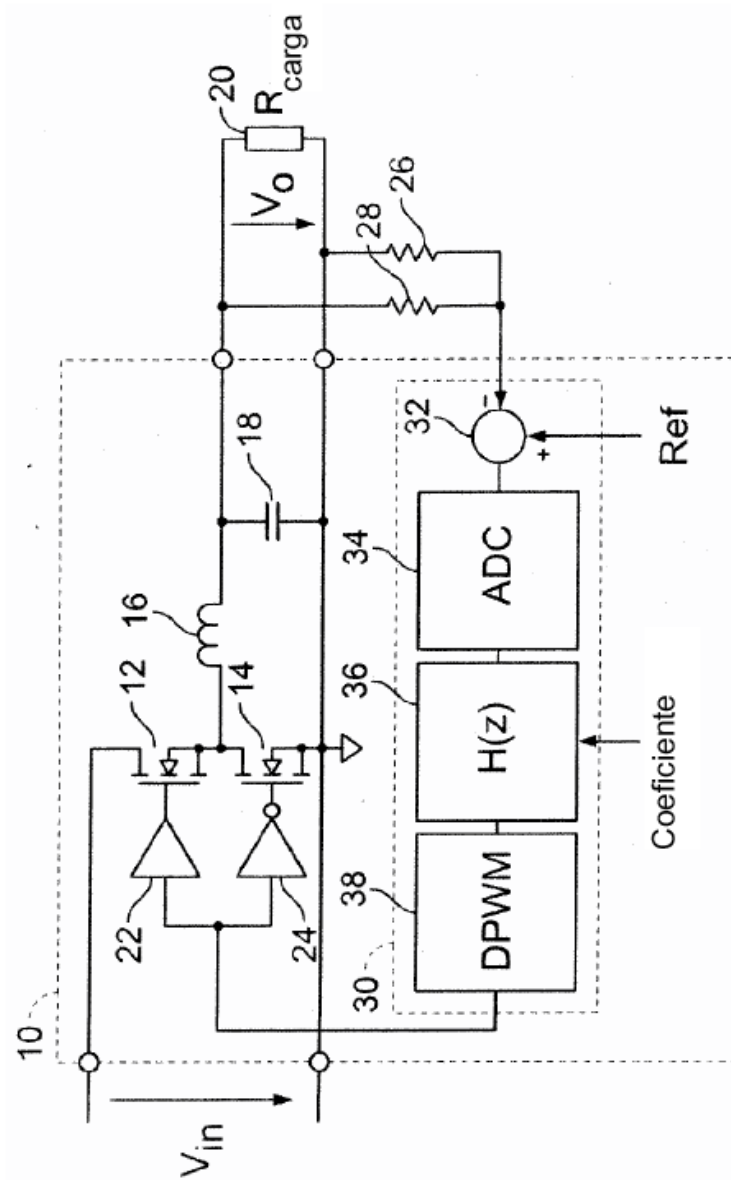


FIG. 1
(estado de la técnica)

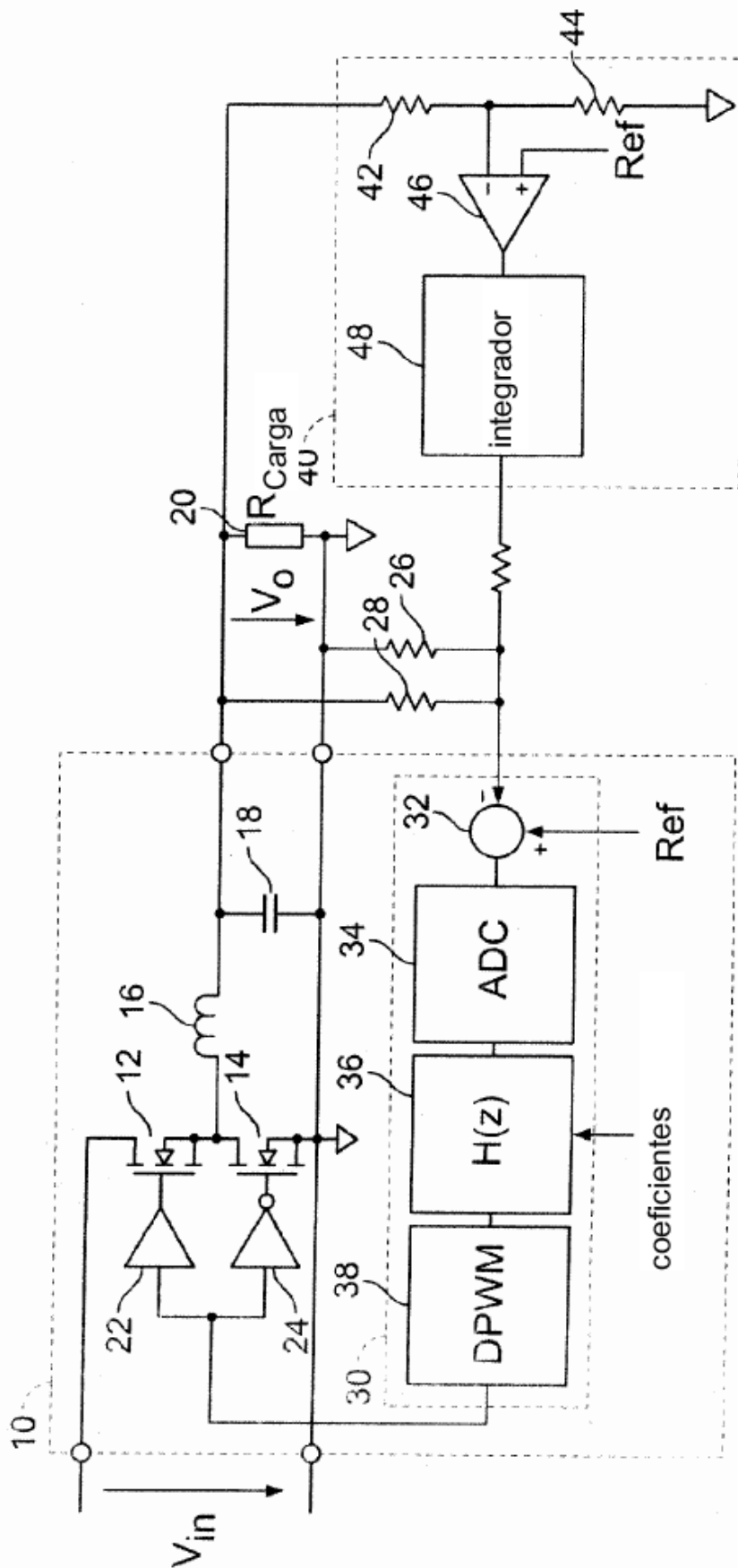


FIG. 2
(estado de la técnica)

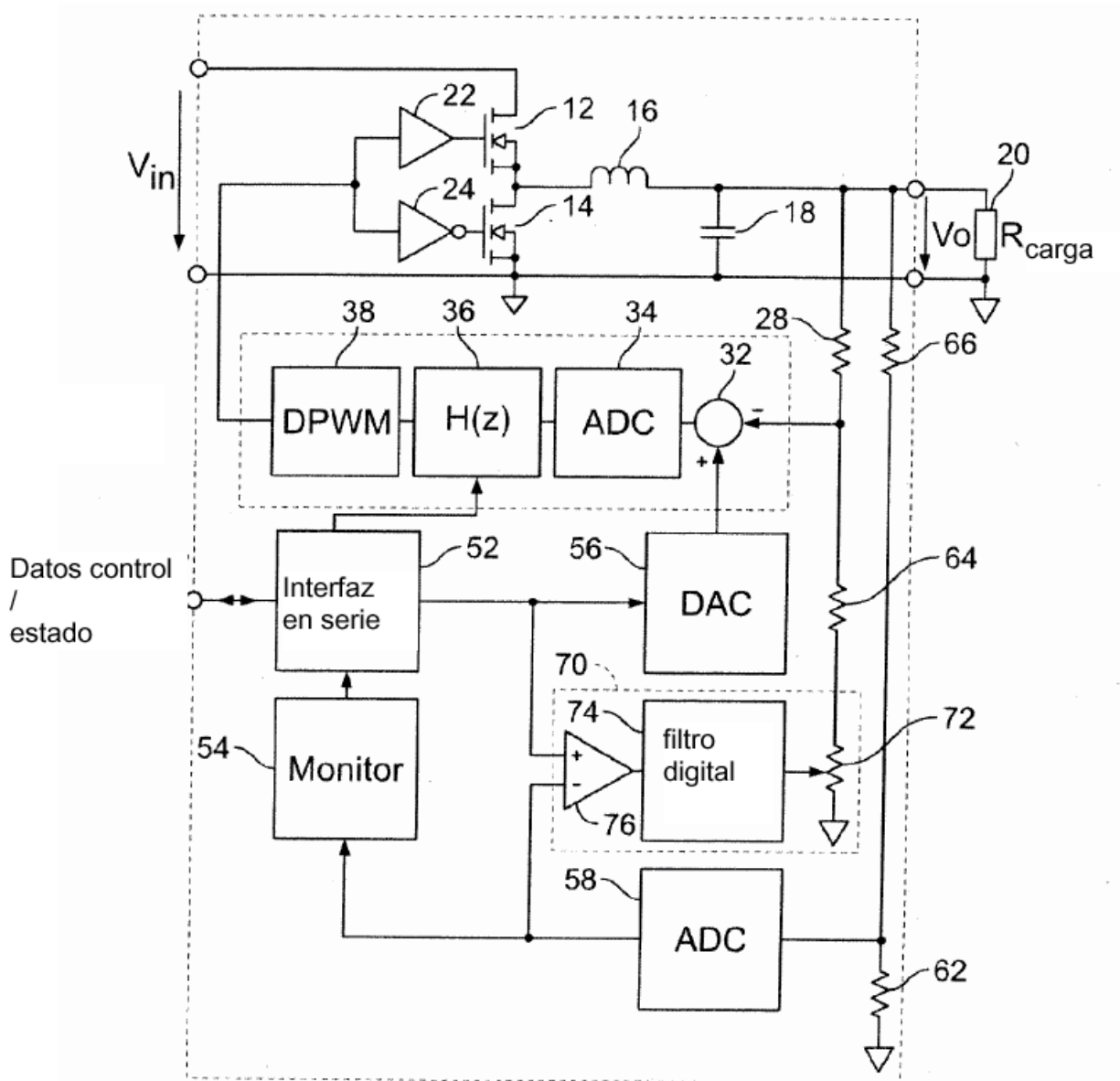


FIG. 3

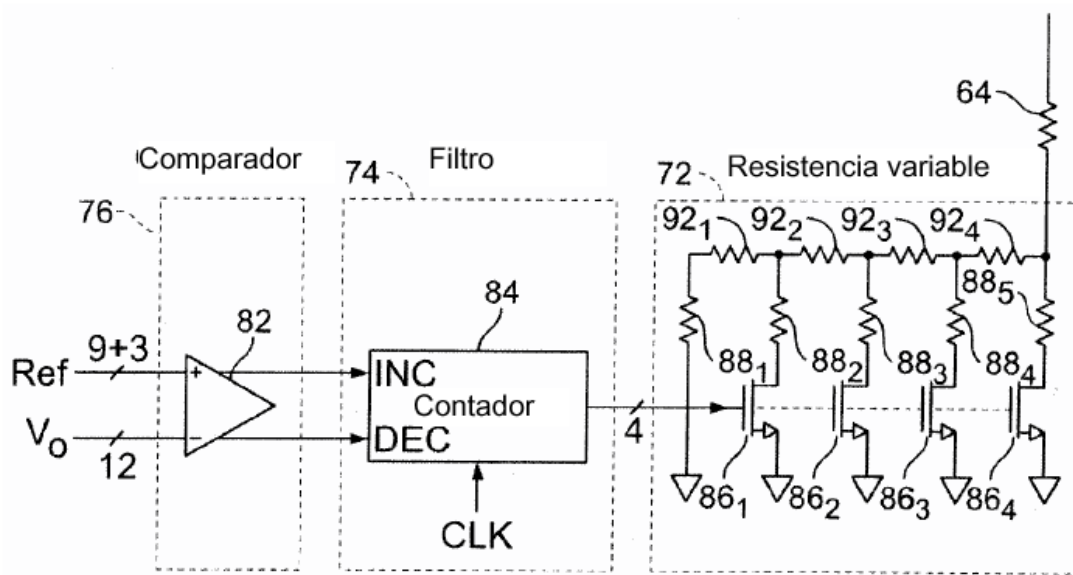


FIG. 4

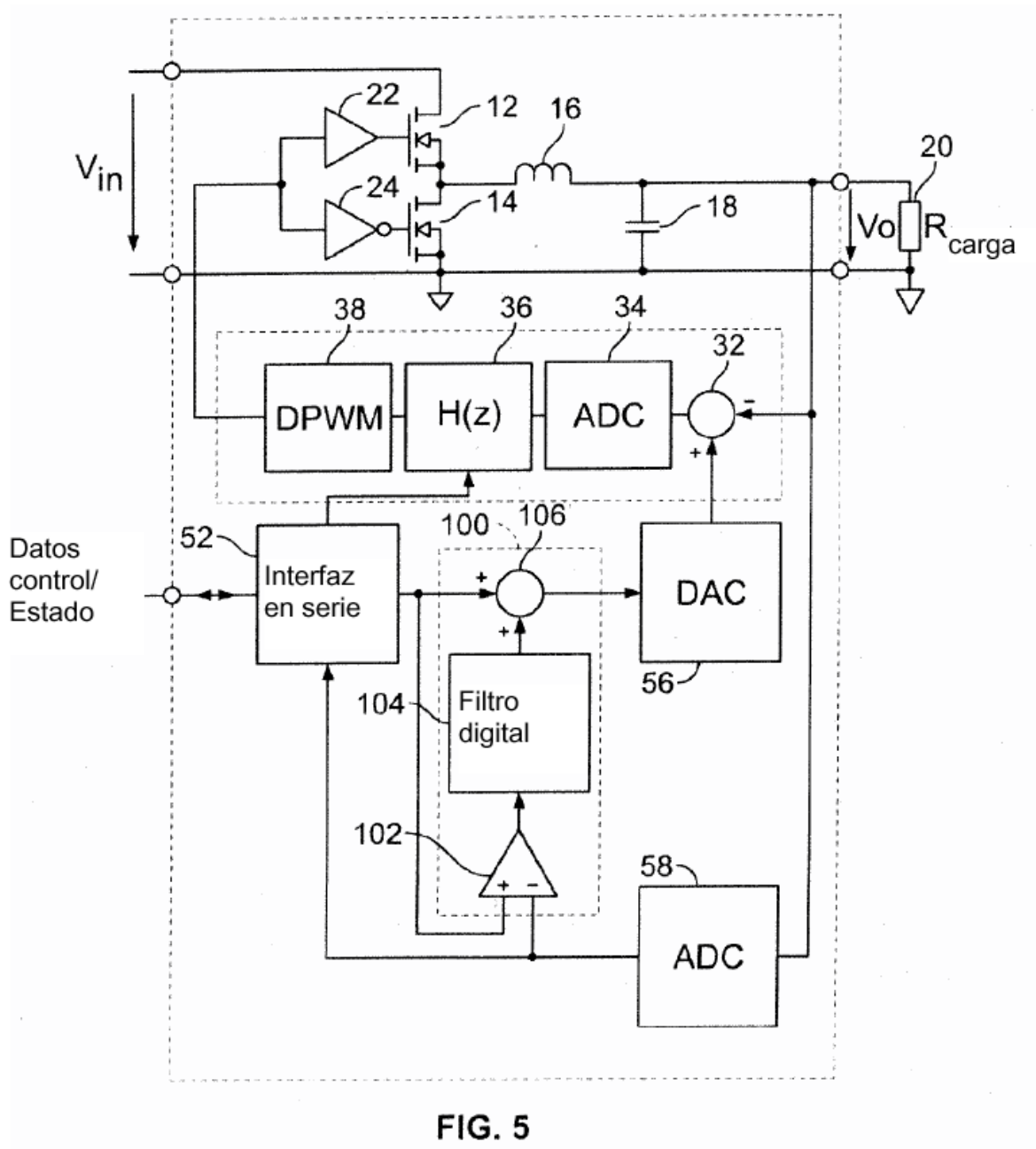
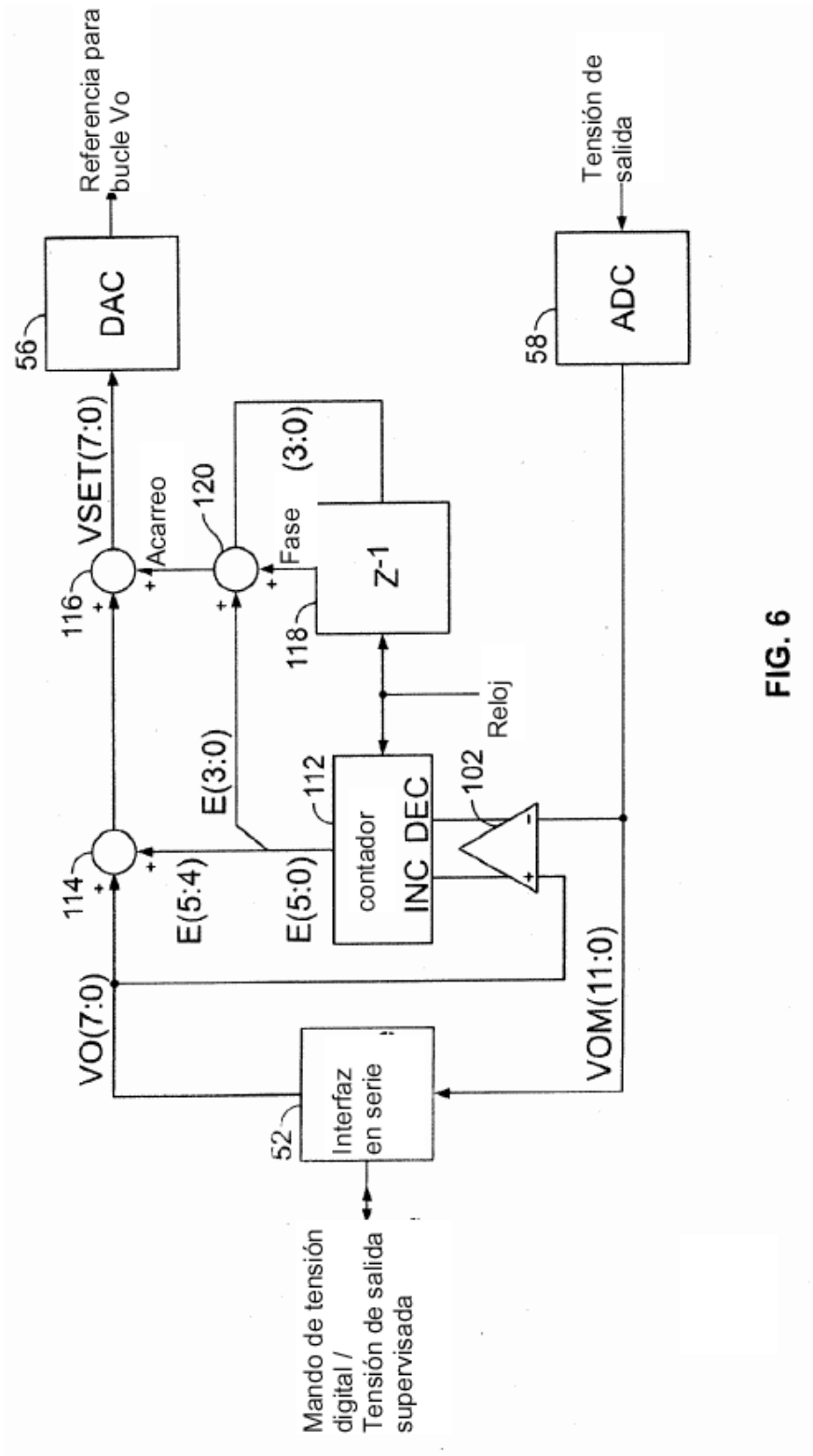


FIG. 5



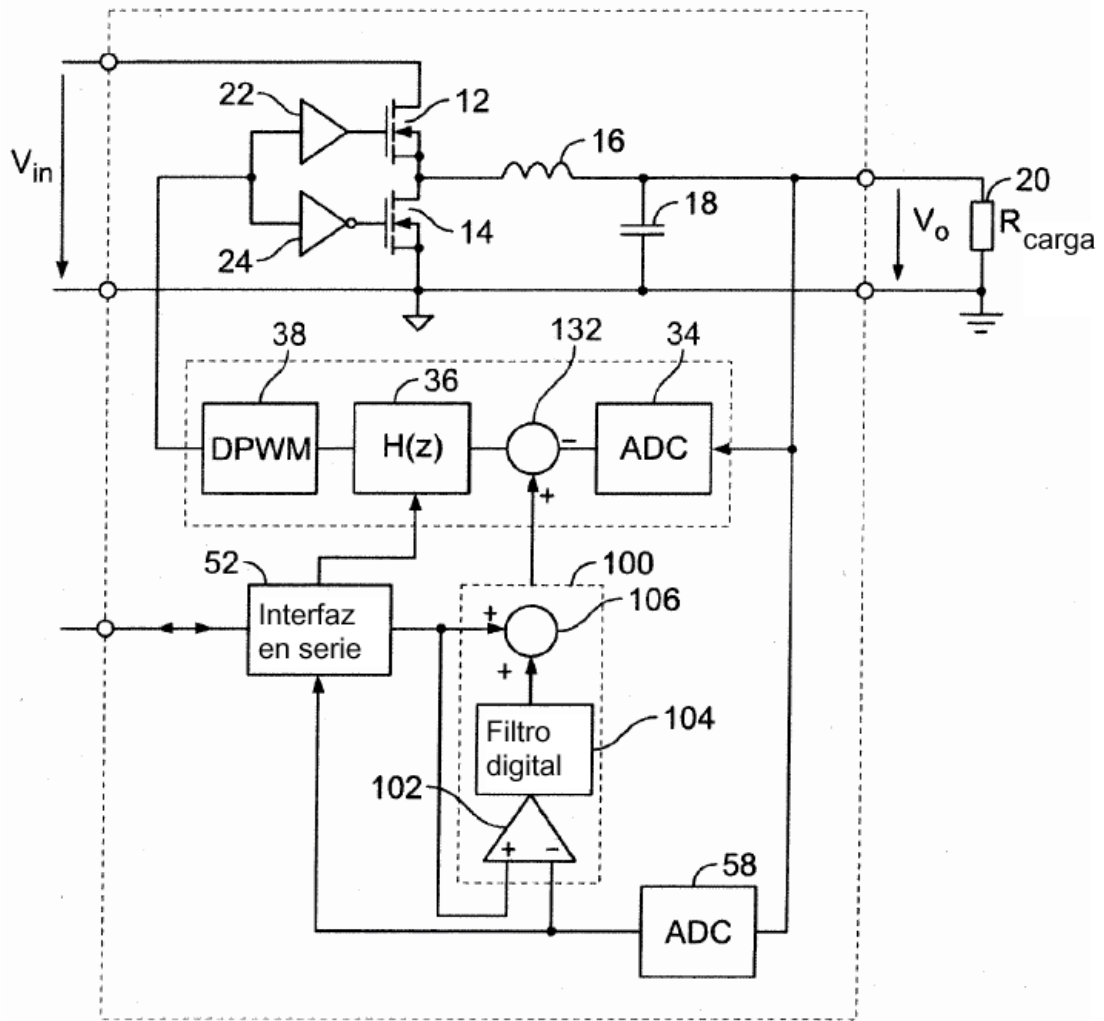


FIG. 7

