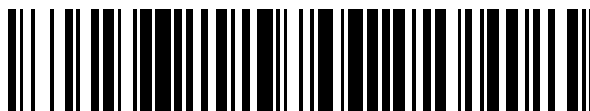


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 497 815**

51 Int. Cl.:

B60R 21/017 (2006.01)

H02J 7/14 (2006.01)

H02J 7/34 (2006.01)

H02M 3/156 (2006.01)

B60R 16/03 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **10.03.2011 E 11708028 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **06.08.2014 EP 2566725**

54 Título: **Aparato de control para el funcionamiento de un sistema de seguridad para un vehículo y procedimiento para el funcionamiento de tal sistema de seguridad para un vehículo**

30 Prioridad:

04.05.2010 DE 102010028544

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

23.09.2014

73 Titular/es:

ROBERT BOSCH GMBH (100.0%)

Postfach 30 02 20

70442 Stuttgart, DE

72 Inventor/es:

SIEVERS, FALKO;

SCHUMACHER, HARTMUT y

LIST, CARSTEN

74 Agente/Representante:

CARVAJAL Y URQUIJO, Isabel

ES 2 497 815 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Aparato de control para el funcionamiento de un sistema de seguridad para un vehículo y procedimiento para el funcionamiento de tal sistema de seguridad para un vehículo

Estado de la técnica

5 La invención se refiere a un aparato de control y a un procedimiento para el funcionamiento de un sistema de seguridad para un vehículo del tipo de las reivindicaciones independientes de la patente.

Se conoce a partir del documento DE 195 42 085 B4 una instalación de seguridad para ocupantes de vehículos, en la que está previsto un condensador para la acumulación de energía y está previsto un primer convertidor de tensión, que está conectado con la batería del vehículo y que eleva la tensión de la batería del vehículo a un múltiplo de la tensión de la batería del vehículo y carga con esta tensión más elevada el condensador. Un segundo convertidor de tensión está previsto para ser conectado a través de su salida con una entrada de un estabilizador de la tensión. Además, está previsto un microcontrolador que controla los convertidores de tensión y los convertidores de tensión son controlables por una interfaz en serie del microcontrolador. Se conocen a partir del documento DE 10 2004 057 690 A1 un dispositivo y un procedimiento para cargar una instalación de acumulación de energía eléctrica. En este caso, está prevista una limitación de la corriente activa en una trayectoria principal de la corriente para limitar una corriente de alimentación a una corriente máxima determinada. Una instalación de convertidor de la tensión está dispuesta conectada a continuación de la instalación de limitación de la tensión para la elevación del potencial de la instalación de acumulación de energía eléctrica por encima de un potencial de alimentación.

Publicación de la invención

20 El aparato de control de acuerdo con la invención y el procedimiento de acuerdo con la invención para el funcionamiento de un sistema de seguridad para un vehículo tienen, en cambio, la ventaja de que ahora al menos un convertidor descendente es accionado invertido al convertidor ascendente, en el que el convertidor descendente convierte hacia abajo la tensión de carga o la tensión emitida por el acumulador de energía. De esta manera es posible una reducción de una porción alterna, es decir, de una tensión alterna en la salida del convertidor ascendente, porque a través del funcionamiento invertido en el momento de la cesión de energía (marcha libre) del convertidor ascendente se absorbe energía a través del al menos un convertidor descendente. Por consiguiente, se consigue un balance dinámico, que implica una porción alterna reducida en la salida del convertidor ascendente.

30 Por un aparato de control debe entenderse en este caso un aparato eléctrico, que procesa señales de sensor y en función de ello activa un sistema de seguridad, como por ejemplo un sistema pasivo de protección de personas con Airbags y sensores de cinturón. El aparato de control presenta normalmente una carcasa propia de metal y/o de plástico, pero puede estar constituido también, al menos en parte, con componentes distribuidos sobre diferentes aparatos. La seguridad activa y la seguridad pasiva pueden estar dispuestas en este caso en una carcasa común.

35 El funcionamiento del sistema de seguridad significa que el sistema de seguridad se activa en un caso relevante para la seguridad, para el que está diseñado. Si se produce, por ejemplo, un accidente, que hace necesaria la activación de un Airbag, el aparato de control emitirá una señal de activación, para activar los Airbags correspondientes.

Por el sistema de seguridad se entiende en el presente caso un sistema de seguridad pasivo como Airbags o sensores de cinturón, pero también un sistema de seguridad activo, como una regulación electrónica de la estabilidad del vehículo o una regulación antiderrape.

40 Un convertidor ascendente es un componente electrónico habitualmente con una inductividad, que convierta la tensión de entrada en una tensión de salida elevada en comparación con la tensión de entrada. A tal fin, el convertidor ascendente está configurado como un convertidor de conmutación. Un convertidor ascendente de este tipo presenta, por ejemplo, una inductividad, por lo tanto, una bobina, que está conectada en serie con un diodo de marcha libre o con un transistor de marcha libre, que se puede realizar en este caso de forma integrada. Detrás del diodo de marcha libre está previsto un condensador de carga, que suma las tensiones de salida. La bobina se conecta a masa a través de un conmutador. En la bobina cae una tensión de entrada, de manera que la corriente se eleva a través de la bobina y de esta manera se eleva la energía acumulada en el campo magnético. Si se abre el conmutador, la bobina trata de mantener el flujo de corriente. La tensión en su extremo secundario se eleva muy rápidamente hasta que excede la tensión que se aplica en el condensador y se abre el diodo. La corriente continúa fluyendo en el primer momento de forma inalterada y carga de nuevo el condensador. En este caso se rompe el campo magnético y cede su energía, impulsando la corriente a través del diodo hasta el condensador de carga y hacia la carga. Expresado en términos generales, la inductividad en el proceso de carga actúa como una carga y absorbe energía y en el proceso de descarga ésta actúa como una fuente de energía, similar a una batería. Por lo tanto, se distinguen la fase de carga y la llamada fase de marcha libre. En la fase de marcha libre se transporta energía hacia la salida del convertidor ascendente.

La tensión de entrada derivada desde la batería del vehículo es, por ejemplo, una tensión filtrada y protegida contra cambio de polaridad, que se deriva directamente desde la tensión de la batería del vehículo.

La tensión de carga en la salida del convertidor ascendente es más alta que la tensión de entrada, de manera que se explica el concepto del convertidor ascendente.

- 5 El al menos un acumulador de reserva de energía es uno o varios condensadores que se cargan con la tensión de carga, que se aplica en la salida del convertidor ascendente, para el funcionamiento del sistema de seguridad en un caso de autarquía. El caso de autarquía es cuando la alimentación hacia la batería del vehículo se interrumpe como consecuencia de un accidente. En la fuente de corriente de carga programable en el funcionamiento se trata normalmente de un regulador de corriente. En este caso se trata de un circuito de transistores, que actúa como una
- 10 válvula de corriente, estando contenida una lógica, que convierte la programación en un valor correspondiente de la corriente. De esta manera, la corriente de carga se puede regular durante el funcionamiento, es decir, cuando el vehículo está conectado, y se aplica tensión de la batería, en función de la situación. Esta programación se puede realizar, por ejemplo por el microcontrolador en el aparato de control. La fuente de corriente de carga programable puede estar realizada como nivel de la corriente o como regulador de la corriente con resistencia de derivación.
- 15 Programación significa en este caso que en el funcionamiento la fuente de corriente de carga recibe señales, que la fuente de corriente de carga interpreta de tal forma que dan como resultado un valor para la corriente de carga.

A través de las medidas y desarrollos indicados en las reivindicaciones dependientes son posibles mejoras ventajosa del aparato de control o bien el procedimiento indicados en las reivindicaciones independientes de la patente para el funcionamiento de un sistema de seguridad para un vehículo.

- 20 De manera más ventajosa, el convertidor ascendente y el al menos un convertidor descendente están conectados directamente entre sí. Esto significa que existe al menos una línea, que conduce desde la salida del convertidor ascendente hasta la entrada del convertidor descendente. En este caso es posible que condensadores y/o resistencias estén conectados a través de esta línea.

- Además, es ventajoso que en la salida del convertidor ascendente esté conectada una carga capacitiva para la suma de las corrientes de conmutación inductivas cedidas del convertidor ascendente a través de un diodo de
- 25 marcha libre y un transistor de marcha libre controlado de forma sincronizada. Esta carga capacitiva debería ser lo más pequeña posible. Esto se puede conseguir a través de un convertidor con alta frecuencia de pulso de reloj con 1 a 10 MHz. Los valores objetivos deberían estar en un intervalo de 1 a 20 μF y debería estar realizado a través de los llamados Condensadores de Chip Cerámico de Capas Múltiples (MLCC). A través de la reducción de la capacidad de salida del convertidor ascendente a estos valores no son necesarias otras medidas para la limitación de la corriente de arranque desde la red de a bordo (reducción de los costes). La corriente de arranque se limita a algunos μs ($< 30 \mu\text{s}$). Además, a través de esta carga capacitiva se puede conseguir un funcionamiento estable del convertidor ascendente. Esto se posibilita a través de a adaptación del regulador a esta carga. A tal fin debe evitarse con seguridad un acoplamiento simultáneo (inestabilidad). Esto se puede mejorar de forma selectiva a través de la
- 30 utilización de resistencias en serie / inductividades inevitables entre el circuito de marcha libre y la capacidad de salida (definición de la resistencia / inductividad de la banda de conductores, alambres de unión entre diodo de marcha libre y capacidad de salida) sin costes adicionales.

- Además, es ventajoso que el aparato de control presente una lógica, que ejecuta en función de al menos un parámetro eléctrico en el al menos un acumulador de energía durante la carga del acumulador de reserva de
- 40 energía una medición inicial de una capacidad del al menos un acumulador de reserva de energía y a continuación realiza una medición de una resistencia interna equivalente del al menos un acumulador de reserva de energía. Esta lógica está presente normalmente en un microcontrolador, que lee los datos necesarios para ello a través de por ejemplo un curva de la tensión en el al menos un acumulador de reserva de energía a través de la interfaz SPI y en función de ello se llevan a cabo la medición inicial de la capacidad y la medición de la resistencia interna. El concepto de la carga del al menos un acumulador de energía se entiende en este caso en el sentido de que ésta es la carga del acumulador de energía después de una conexión o bien Power-On el aparato de control.
- 45

- De manera ventajosa, la lógica presenta al menos un comparador para una comparación del al menos un parámetro eléctrico, normalmente una tensión, en el presente caso, por ejemplo, la tensión a través el acumulador de reserva de energía eléctrica con un umbral predeterminable, de manera que la medición inicial de la capacidad y la medición de la resistencia interna se realizan en función de esta comparación. Es decir, que si la tensión a través del acumulador de reserva de energía con el condensador alcanza un valor predeterminado, entonces se realiza la medición de la capacidad. A través de la utilización, por ejemplo, de dos valores del comparador, se puede calcular el tiempo de carga por medio de un contador integrado, por ejemplo 10bit/10KHz, que se necesita para recorrer una banda de medición predeterminada. Como corriente de medición se puede utilizar en este caso de forma unitaria 90
- 50 mA. De esta manera resulta la capacidad de acuerdo con la fórmula siguiente:
- 55

CER = corriente de medición x tiempo de carga / banda de medición.

También para la medición de la llamada resistencia interna equivalente de la reserva de energía, por lo tanto, del acumulador de reserva de energía se pueden utilizar dos valores comparativos, para establecer si la resistencia interna del acumulador de reserva de energía es suficientemente pequeña. Por ejemplo, en el caso de una modificación de la corriente de medición de 90 mA a 930 mA se consulta una modificación de la tensión, por ejemplo 0,5V, realizada a través de un umbral de comparación 10 μ s después de la modificación de la corriente de medición. Si se excede éste, entonces la resistencia interna es, por ejemplo, < 0,6 ohmios. En el caso de una modificación de la tensión de por ejemplo 1V se consulta un segundo umbral de comparación después de la aplicación de la corriente de medición. Si se excede éste, entonces la resistencia interna es mayor 1ue 1,2 ohmios. El control de salida se puede realizar, por lo tanto, en el microcontrolador, pero también a través de la lógica en el ASIC en el lado del hardware. De la misma manera, la instalación de medición se puede realizar a través del ADC (Convertidor Analógico Digital) del microcontrolador o a través de comparadores de la tensión y contadores en el sistema ADIC. El inicio de la medición puede ser excitado por el microcontrolador en el ASIC, el instante exacto del inicio se realiza a través del hardware cuando se alcanza VER_min. La excitación se puede realizar, por ejemplo, a través de la lectura del registro de resultados de la capacidad inicial. El registro de resultados no se sobre impulsa cuando no se realiza ninguna medición.

Además, es ventajoso que la lógica esté configurada de tal forma que la lógica puede ejecutar después de la carga del acumulador de reserva de energía cíclicamente otra medición de la capacidad. También a tal fin se puede utilizar un umbral de comparador, Esta medición comienza después de un proceso de lectura del microcontrolador en el registro de resultados de la medición cíclica de la capacidad. A través de este proceso se bloquea la fuente de corriente de carga. La tensión se reduce a través de cargas no relevantes para los costes, por ejemplo en un divisor de la tensión. Si la tensión alcanza a través del acumulador de reserva de energía un valor predeterminado, entonces se carga de nuevo con la corriente de medición la reserva de energía hasta que se alcanza otro valor. A través de la selección de una carrera de medición reducida y de una corriente de medición sincronizada de forma correspondiente a ello, la resolución de μ F a dígito permanece exactamente en el valor de la medición de la capacidad inicial.

En un desarrollo está previsto que se eviten errores de medición en la medición de la capacidad y en la medición de la resistencia interna como consecuencia de una interrupción de la tensión de la batería, supervisando la tensión de entrada con un comparador. Si se reduce ésta por debajo de un valor predeterminado a través del comparador, cada medición en curso se identifica como no realizable en una memoria de medición. Una alternativa a ello es que el regulador de corriente de la fuente de corriente de carga genere un estado de regulación en la aplicación de la medición. Solamente cuanto éste alcanza, salvo los tiempos de estabilización, un tiempo de regulación igual que el propio tiempo de medición, se ejecuta la medición en curso sin interferencias y se esta manera se puede considerar como válida. Es decir, que la regulación se realiza inmediatamente sobre la corriente de destino y permanece en este estado regulado hasta el final del tiempo de medición. En otro caso, el valor de medición obtiene en la memoria de medición una "identificación-no-realizable". Para la detección del estado de regulación se puede emplear de la misma manera un contador de 10 bits con una frecuencia de pulso de reloj de 10 kHz. También son concebibles resoluciones más reducidas.

Además, es ventajoso que la carga del al menos un acumulador de reserva de energía se realice a través de la fuente de corriente de carga en un primer intervalo de tiempo y en un tercer intervalo de tiempo con un primer nivel de la corriente, en un segundo intervalo de tiempo con una corriente de ensayo y en un cuarto intervalo de tiempo con un segundo nivel de la corriente, que está por debajo del primer nivel de la corriente, de manera que el primero, segundo, tercero y cuarto intervalos de tiempo se suceden en esta secuencia y en el segundo intervalo de tiempo se realiza una medición inicial de la capacidad y de la resistencia interna del acumulador de reserva de energía. La conmutación entre el primer nivel de la corriente y el nivel de la corriente de ensayo así como entre el primero y el segundo nivel de la corriente se realizan en virtud de una tensión a través del acumulador de reserva de energía. Es decir, que la tensión a través del acumulador de reserva de energía se compara con valores umbrales predeterminados.

Además, es ventajoso que el aparato de control arranque en el modo de ahorro de energía. Allí de forma casi sincronizada con la conexión de la tensión del aparato de control, el convertidor ascendente puede formar la tensión de salida, puesto que el o los acumuladores de reserva de energía no se cargan (la fuente de corriente de carga permanece en primer lugar bloqueada). A través de al menos un convertidor descendente conectado en la salida del convertidor ascendente se alimenta el ordenador (microcontrolador) con energía eléctrica, es decir, que en el presente caso está previsto un modo de ahorro de energía, que reduce la toma desde la batería del vehículo, siendo utilizada de manera ventajosa la fuente de corriente de carga para evitar esta carga del acumulador de energía interno a los aparatos de control o bien realizarla solamente cuando se desea (programa del μ C, transferencia de datos a través de CAN, FLEXRAY, LIN). En el convertidor descendente se convierte la tensión de entrada eh una tensión de salida más reducida. Una característica ventajosa de la configuración del convertidor descendente consiste en conectar dos convertidores descendentes en serie, que convierta hacia abajo paso a paso la tensión. Estos dos convertidores descendentes están cargados capacitivamente de la misma manera que el convertidor ascendente, Este modo de ahorro de energía se emplea, por ejemplo para automóviles en espacios de exposición, de manera que, por ejemplo, a través de un verificador de diagnosis el aparato de control recibe la instrucción de

pasar a este modo de ahorro de energía. Otras posibilidades para el modo de ahorro de energía son 'keyless entry', en el que se conecta un estado definido, sino arrancar la aplicación propiamente dicha.

Ejemplos de realización de la invención se representan en el dibujo y se explican en detalle en la descripción siguiente. En este caso:

5 La figura 1 muestra un diagrama de bloques del aparato de control de acuerdo con la invención.

La figura 2 muestra un diagrama de flujo del procedimiento de acuerdo con la invención.

La figura 3 muestra otro diagrama de flujo del procedimiento de acuerdo con la invención.

La figura 4 muestra otro diagrama de flujo del aparato de control de acuerdo con la invención.

La figura 5 muestra un diagrama de tiempo para transistores en los convertidores de conmutación.

10 La figura 6 muestra un diagrama de tiempo de la tensión.

La figura 7 muestra otro diagrama de tiempo de la tensión.

La figura 1 muestra en un diagrama de bloques una parte del aparato de control, que contiene la invención. La tensión de la batería UB se aplica, por ejemplo, a través de filtros y/o una protección contra cambio de polaridad en un convertidor ascendente AW y, en concreto, en su entrada, de manera que el convertidor ascendente AW eleva la tensión de la batería UB o la tensión derivada de ella a un nivel predeterminado. La tensión de salida en el condensador C1 conectado a continuación en paralelo a la salida sobre una sección de la banda de conductores se designa con VUP. El convertidor ascendente AW es controlable de forma predominante a través de una interfaz-SPI, en este caso se pueden modificar sobre todo los siguientes parámetros: AN/AUS, frecuencia de pulso de reloj, pendiente de los flancos de los transistores T1, T2, limitación de la corriente T1, T2, tensión de salida 23... 25 V/31... 35V). Los condensadores C1 y C2 conectados en paralelo en la salida son en el presente caso los llamados Condensadores de Chip Cerámicos de Capas Múltiples (MLCC), que presentan un tamaño de 1 a 20 μ F y garantizan un funcionamiento estable del convertidor ascendente. Estos condensadores C1 y C2 presentan una impedancia baja, pero a la frecuencia alta del convertidor, que se utiliza en este caso, a saber, por ejemplo, 1800 a 2200 kHz, con lo que se pueden evitar corrientes en la zona de ondas medias, pero se consigue una regulación estable. A través de medidas de diseño definidas selectivas se puede utilizar la capa de inductividad de por ejemplo 5...15mohmios/5-10 nH por centímetro de la unión de estas capacidades de salida del convertidor para la consecución de valores de impedancia suficientes. En este caso, se ha revelado que es ventajoso un valor de ≈ 125 ohmios para 1 cm de longitud x 0,5 mm de anchura x 35 μ m de espesor para la conexión de la capacidad de salida C1 y C2. La corriente cedida por el convertidor provoca en la capa de la inductividad de C1 y C2 sin retardo de tiempo una tensión, con lo que se posibilita una regulación estable. Los convertidores descendentes DC1 y DC2 representados a continuación en la figura 1, que están conectados en serie en la salida del convertidor ascendente AW, se emplazan y, en efecto, están dispuestos sobre un ASIC común, es decir, un circuito integrado común, en el que están dispuestos el convertidor ascendente, los dos convertidores descendentes DC1 y DC2 así como también la fuente de corriente de carga LSQ, de tal manera que la capacidad de salida del convertidor ascendente AW se puede conectar con una banda de conductores de 1 cm de largo / 0,5 mm de ancho / 35 μ m de espesor, con lo que resulta una capa de la resistencia con respecto a la inductividad de 5...15mOhmios / 5-10 nH y de esta manera el convertidor es, en general, estable. Pero al mismo tiempo se puede conseguir también con la misma capacidad la función de una capacidad tampón de entrada del convertidor siguiente, es decir, DC1 Dc2, cuando ésta se acopla con longitud pequeña de la banda de conductores de 0 a 5 mm en la entrada de la fase siguiente del convertidor. De esta manera se reduce el zumbido de la tensión y se disminuye la radiación. Este procedimiento se puede utilizar de manera correspondiente también para el acoplamiento de los dos convertidores descendentes DC1 y DC2.

La tensión de salida VUP, es decir, la tensión de carga de acuerdo con la reivindicación se utiliza por la fuente de corriente de carga LSQ para cargar la reserva de energía CER conectada en la salida de la fuente de corriente de carga, es decir, el acumulador de reserva de energía, para ser equipado para el caso de autarquía. No obstante, el encendido se realiza la mayoría de las veces siempre a través de esta capacidad CER, es decir, también en el caso de no autarquía. La tensión de destino se designa aquí con VER. También la fuente de corriente de carga LSQ y los convertidores descendentes DC1 y DC2 se pueden activar y programar a través de la interfaz en serie SPI, con preferencia a través del microcontrolador, que no se representa en este caso. Con respecto a la fuente de corriente de carga LSQ es necesaria una programación, en el sentido de qué corriente se utiliza para la carga del condensador CER. En el condensador CER se trata normalmente de un condensador de electrolitos; no obstante, también son posibles otros tipos de condensadores. De la misma manera se puede ajustar también la altura de la capacidad y de la corriente de medición ESR, lo mismo que la frecuencia de pulso de reloj de la medición de tiempo.

La fuente de corriente de carga LSQ presenta un regulador de corriente. Tal regulador de corriente regula la corriente sobre la corriente programada, que ha sido establecida por el microcontrolador del aparato de control. Con esta programación de la corriente es posible realizar en la fase de carga después de la conexión del aparato de

control ya una medición inicial de la capacidad y de la resistencia interior equivalente del condensador CER. Esta medición es necesaria para verificar la capacidad funcional de este condensador, de manera que para el encendido por ejemplo de Airbags o de tensores de cinturón se puede utilizar también la reserva de energía. Los resultados de la medición son registrados de manera más ventajosa en el aparato de control para proporcionar una verificación funcional posterior. Los componentes, que no son necesarios para la comprensión de la invención, pero que pertenecen al funcionamiento del aparato de control, se han omitido en este caso para mayor simplicidad.

A través de la regulación de la corriente de carga se puede regular también la velocidad de subida, con la que se carga la capacidad CER a su tensión predeterminada. Además, son posibles tipos de funcionamiento como un modo de ahorro de energía, en el que la fuente de corriente de carga no carga el condensador CER en tal modo de ahorro de energía. El microcontrolador, que debe funcionar en tal modo de ahorro de energía, que se designa también como Eco-Modo, es alimentado con la energía necesaria a través de los convertidores descendentes DC1 y DC2 acoplados directamente en los convertidores ascendentes. A través de la regulación de la velocidad de la carga de la reserva de energía CER es posible ajustar un tiempo predeterminado de disponibilidad del sistema.

En la reserva de energía CER están conectados los circuitos de encendido, de manera que la reserva de energía CER puede alimentarlos con energía en el caso de activación. A través de los convertidores descendentes DC1 y DC2 se alimentan los restantes componentes del aparato de control en el caso de autarquía.

Los convertidores descendentes DC1 y DC2 son accionados, al menos parcialmente, invertidos con respecto a los convertidores ascendentes AW. También presentan, respectivamente, inductividades y tienen el cometido de convertir hacia abajo las tensiones de manera correspondiente. En los convertidores descendentes están conectadas interfaces para alimentar la electrónica con los niveles de tensión correspondientes en el aparato de control. Tales niveles de tensión se describen más adelante. Es posible que el convertidor descendente DC1 no lleve a cabo tal alimentación, sino que convierta la tensión hacia abajo a un primer nivel, que utiliza el segundo convertidor de tensión DC2 para convertirla más hacia abajo. Además, los convertidores descendentes DC1 y DC2 están accionados, al menos en parte, invertidos con respecto a los convertidores ascendentes AW. Cuando al menos un convertidor descendente está conectado en la salida del convertidor ascendente AW, se reduce la tensión VUP con ello de la misma manera la tensión VER. En el caso de ausencia de reserva de energía CER o cuando el convertidor ascendente es defectuoso, se reduce la tensión de la batería a la tensión de salida de este convertidor descendente. El funcionamiento invertido de convertidores ascendentes y descendentes significa que en el convertidor ascendente se inicia la fase de carga y luego en el convertidor descendente se inicia la llamada fase de marcha libre. La fase de carga significa que se carga la inductividad y la fase de marcha libre significa que se cede la energía desde la inductividad. Entre estas dos fases se conmuta en un convertidor de conmutación. Si el convertidor ascendente AW se encuentra en la fase de marcha libre, es decir, en la fase en la que se transporta energía hacia la salida VUP, entonces con una cobertura de fases determinada se extrae desde el convertidor descendente DC1 inmediatamente de nuevo energía desde la salida VUP. De esta manera, se reduce la porción alterna de la tensión de regulación VUP y con ello es suficiente una aportación prestada con condensadores de cerámica económicos lo más pequeños posible en la salida VUP. Los condensadores de cerámica son los condensadores C1 y C2 o bien entre los dos condensadores descendentes DC1 y DC2, C3 y C4.

En la tensión de salida del convertidor descendente DC1 está conectado otro convertidor descendente para la generación de una tensión de 1,2 a 3,3 V, que son programables a través de hardware. Este segundo convertidor descendente DC2 es accionado de la misma manera que el primer DC1 invertido con relación al convertidor ascendente. De esta manera se contrarresta en la salida del primer convertidor descendente una tensión de salida creciente exactamente en el momento a través de la toma de energía a través del segundo convertidor descendente. Con ello se reduce de la misma manera la porción alterna de la tensión de salida del primer convertidor descendente DC1 y con ello se apoya la reducción de la capacidad en la salida del primer convertidor descendente de por ejemplo 150 μF a 30 μF aproximadamente.

El diagrama de flujo según la figura 2 explica el procedimiento de acuerdo con la invención. En la etapa del procedimiento 200 se filtra o se protege contra cambio de polaridad, por ejemplo, la tensión de la batería UB, pero al menos se prepara en la entrada el convertidor ascendente AW. En la etapa del procedimiento 201, este convertidor ascendente AW lleva a cabo la conversión ascendente, siendo accionado como convertidor de conmutación. De esta manera se puede medir la tensión VUP en la salida del convertidor ascendente AW. A través de la interfaz en serie SPI se programa la fuente de corriente de carga SLQ, de manera que, en función de la tensión de carga VUP, se carga con una corriente correspondiente el condensador CER, que es el acumulador de reserva de energía o reserva de energía o condensador de reserva de energía y, en concreto, a la tensión VER. Esto se lleva a cabo en la etapa del procedimiento 203.

La figura 3 afina este diagrama de flujo en otro diagrama de flujo, en el que la etapa del procedimiento 203 se integra en la etapa del procedimiento 300 Y las etapas del procedimiento precedentes de la figura 2 no se ejecutan ya ahora. Durante la carga del condensador en la etapa del procedimiento 300 se mide en la etapa del procedimiento 301 la tensión en el condensador, por ejemplo a través del microcontrolador o a través de un ASIC del sistema, que contiene también el propio convertidor. Esta tensión se verifica en la etapa del procedimiento 302 para determinar si

la tensión en el condensador ha alcanzado el umbral VER_min. Si éste no es el caso, se retorna a la etapa del procedimiento 300. Si éste es el caso, o bien se puede pasar directamente a la etapa del procedimiento 303 o se espera hasta que se emita una instrucción de prueba a través de SPI, para medir inicialmente la capacidad del condensador CE y de su resistencia interna equivalente ESR. A continuación se recupera la carga en la etapa del procedimiento 304. La medición de la capacidad o bien también la medición de la resistencia interna ESR se realiza con una corriente de medición, que puede desviarse de la corriente de carga.

En la etapa del procedimiento 304 se recupera la corriente de carga desde la etapa del procedimiento 300, o bien automáticamente o según la demanda a través del microcontrolador μ C a través de la interfaz en serie SPI. En esta segunda fase de carga se verifica en la etapa del procedimiento 305 si la tensión de carga en el condensador CER ha alcanzado el valor VUP_low, que es más alto que la tensión VER_min. Si éste no es el caso, se prosigue la carga con la corriente de carga. Si éste es el caso, se modifica en la etapa del procedimiento 306 la programación de la fuente de corriente de carga LSQ, de tal manera que ahora se utiliza una corriente de recepción, que es menor que la corriente de carga a partir de las etapas del procedimiento 300 y 304. Esta corriente de recepción se utiliza para alcanzar la tensión de destino VUP y mantener el condensador en esta tensión. El convertidor ascendente se acciona con una frecuencia tan alta y se filtra a través de los condensadores de salida de tal manera que la fuente de corriente de carga interpreta esto como corriente continua.

Las figura 4 muestra un diagrama de conexiones detallado de componentes del aparato de control, que contienen la invención. La tensión de la batería UB, que puede adoptar un valor entre 6 V, está conectada en un yodo D1 en la dirección de flujo, que sirve como protección contra cambio de polaridad. En el diodo D1 está conectado un filtro-V V-F con derivación a masa, esto se refiere al condensador V-F y C40. En el diodo y en el condensador V-F está conectada una ferrita FA, que está conectada en un condensador de entrada C40, que está conectado a masa y la inductividad L1 del convertidor ascendente AW así como la entrada del convertidor ascendente AW con respecto a su electrónica. El convertidor ascendente AW está integrado con el convertidor descendente DC1 y DC2 así como con un regulador lineal LR y con la fuente de corriente de carga en un ASIC del sistema común, que puede contener también todavía otros componentes. Este ASIC del sistema puede contener los componentes sobre un único sustrato o sobre varios sustratos.

El convertidor ascendente AW presenta el transistor de carga de canal-N T1, que está conectado a través de sus conexiones de drenaje en la inductividad L1 y a través de su conexión de fuente a través de una resistencia R1 a masa. Además, está presente un transistor de canal-P de marcha libre T2, éste está conectado con su conexión fuente en la inductividad y en el transistor T1 (drenaje) y con su conexión de drenaje con la entrada del regulador del convertidor ascendente VUPr. En lugar del transistor T2 controlado de forma sincronizada se puede utilizar también un diodo de marcha libre sencillo ultra-rápido (diodo-Shottky). Éste está conectado con el ánodo en la inductividad y T1 (drenaje) y con el cátodo en VUPr.

En VUPr está conectado el circuito paralelo de los condensadores C1 y C2. En este circuito paralelo se toma la tensión VUP, que está entre 22 y 34 V. La tensión se mide, por ejemplo, por el microcontrolador μ C. La tensión de carga VUP está conectada con la entrada de la fuente de corriente de carga LSQ, que presenta un circuito paralelo de la válvula de corriente SV así como un diodo D2 conectado en sentido contrario a la dirección del flujo, para posibilitar un reflujo desde el condensador CER, que está conectado en la salida de la fuente de corriente de carga LSQ. Como válvula de corriente SV se utiliza un transistor T5. El yodo D2 es, en general, componente del transistor T5. Una corriente es programable en este caso entre 0 y 930 mA a través de la interfaz-SPI. El condensador CER conectado en la salida de la fuente de corriente de carga LSQ está conectado a masa y, además, está conectado en el circuito de encendido, que no se representa. No obstante, la tensión VUP no sólo es recibida por la fuente de corriente de carga LSQ, sino también por el convertidor descendente DC1, que convierte hacia abajo la tensión VUP en la tensión VAS, a saber 7,2 V. El convertidor descendente DC1 está conectado invirtiendo en el convertidor ascendente AW, para reducir la porción alterna en la tensión de regulación VUP.

La tensión VUOP se conecta a través de una derivación de corriente R2 en el convertidor descendente DC1 con un transistor de carga T3 (canal-P) conectado a continuación en la fuente y se conecta a través de un drenaje en la inductividad L2 del convertidor descendente. Otro transistor de marcha libre T4 (canal-N) sincronizado está conectado con la conexión fuente a masa y con la conexión de drenaje en la inductividad L2 así como en el drenaje de T3. En lugar de T4 también se puede emplear un yodo de marcha libre sencillo ultra-rápido (diodo Shottky). Éste está conectado en el ánodo con masa y con el cátodo está conectado en la inductividad L2 y en el drenaje del transistor T3. La inductividad L2 está conectada en la entrada de regulación del convertidor descendente DC1 y forma aquí la tensión de regulación VASr. También aquí como en el convertidor ascendente, esta entrada de regulación está conectada junto con la alimentación de corriente de L2 en una carga capacitiva, a saber, los condensadores C3 y C4, que forman la salida del convertidor descendente. Entre C3/C4(+) y el punto de pata de medición se puede tomar la tensión convertida descendente VAS. Esta tensión VAS de 6.4V ... 6.2V es recibida en el presente caso por el convertidor descendente DC2, que presenta a tal fin la derivación de la corriente R3, los transistores de conmutación T7 y T8 y la inductividad L3. DC3 está constituida de forma similar a DC1. De esta manera se forma la tensión de salida VST, que está entre 1,2 y 3,3 V y se recibe de los componentes en el aparato de control. A través de un regulador lineal LR, que está conectado en el convertidor descendente DC1, se emite la

tensión de 5 V hacia una derivación de corriente R4 y hacia el transistor del regulador T6. Esta tensión puede servir para la alimentación para el Bus-CAN o bien Bus-Flexray. También en esta salida del regulador lineal LR está prevista una carga capacitiva con los condensadores C41 y C44, que están conectados en paralelo por razones de redundancia.

5 También el convertidor descendente DC2 posee un transistor de carga de canal-P T7 y un transistor de marcha libre de canal-N T8 y en lugar de T8 un diodo de marcha libre. La tensión VAS es conectada a través de una derivación de corriente R3 en el convertidor descendente DC2 con un transistor de carga T7 (canal-P) conectado a continuación en la fuente y a través de su drenaje está conectado en la inductividad L3 del convertidor descendente. Otro transistor de marcha libre T8 (canal-N) sincronizado está conectado con la conexión fuente a masa y con la
10 conexión de drenaje en la inductividad L3 así como con el drenaje de T7. En lugar de T8 se puede emplear también un diodo de marcha libre sencillo ultra-rápido (diodo Shottky). Éste está conectado en el diodo con masa y con el cátodo está conectado en la inductividad L3 y en el drenaje del transistor T7.

También la salida del convertidor descendente DC2 está cargada capacitivamente con el circuito paralelo de los condensadores C43 y C44. De esta manera, existe un circuito en serie de los convertidores descendentes DC1 y DC2, que están conectados funcionalmente igual en la salida como el convertidor ascendente AW, a saber, capacitivamente. Además, todos los convertidores son accionados de tal manera que la porción alterna se reduce en la salida de los convertidores. Esto conduce a una estabilidad elevada.

La figura 5 muestra la modulación de los transistores de los convertidores de conmutación AW, DC1 y D2. Muestra especialmente el funcionamiento invertido con una cobertura parcial de fases. En este caso, la representación superior indica la modulación sobre modulación de la anchura del impulso de los transistores T y T2 del convertidor ascendente AW e indica entonces los transistores y están desconectados. En la primera fase se puede ver la fase de carga y en la segunda fase la fase de marcha libre. En el diagrama central se puede ver la modulación de la anchura del impulso de los transistores T3 y T4 del convertidor descendente DC1, que muestra una cobertura parcial de la fase de carga y de la fase de liberación. Aquí es exactamente a la inversa. En primer lugar se puede ver la fase de marcha libre y entonces una fase de carga. De esta manera se puede ver en la fase de liberación del convertidor ascendente AW también una toma de energía a través del convertidor descendente DC1. De manera correspondiente es la relación de los dos convertidores descendentes DC1 y DC2, lo que se puede ver a través del esquema de tiempo medio e inferior. El pulso de reloj de los convertidores es en este caso de 500 ns. Un pulso de reloj comprende la fase de carga y la fase de liberación.

30 En los dos diagramas siguientes del tiempo de la tensión de las figuras 6 y 7 se explica en detalle el modo de funcionamiento del circuito según la figura 4. La figura 6 muestra las tensiones desde la conexión de la tensión de la batería UB hasta la medición de la resistencia interna equivalente de la reserva de energía CER. La figura 7 muestra el diagrama de tiempo de la tensión desde el comienzo de la fase de carga de la reserva de energía CER hasta la consecución de la tensión de regulación a través de la reserva de energía CER.

35 La figura 6 muestra en el instante T0 que se conecta la alimentación de la tensión. Ésta es la tensión de la batería UB, que alcanza por ejemplo 12 V. El convertidor de conmutación arranca 600 y emite la tensión VUP en su salida. La subida corresponde a la impedancia de alimentación el vehículo, al filtro-V V-F de la inductividad L1 y a la carga capacitiva C1 y C2. Esta subida es en este caso muy rápida. En el instante T1, es decir, aproximadamente de 30 a 70 ns después e T0, arranca el convertidor de conmutación AW después de la formación de al menos dos tensiones de referencia estables internas en el ASIC y de un tiempo de espera definido, que resulta a través de un filtro. Las tensiones de referencia son verificadas para determinar una diferencia, es decir, que si existe una diferencia, existe un error. El tiempo de espera se mide por medio de un contador.

45 En el instante T2 comienza a marchar ahora también el convertidor descendente DC1, lo que se designa con 601. Esto se realiza tan pronto como la tensión de salida del convertidor ascendente es $VUP > \text{un valor } VUP_{\text{low}}$ predeterminado. Esto es reconocido por el propio convertidor descendente DC1.

En el instante T3 arranca ahora también el regulador de conmutación DC2, lo que se designa con 602 y también el regulador lineal LR tan pronto como la tensión de salida del primer convertidor descendente DC1 excede un valor umbral VAS_{low} predeterminado. En el instante t4 se realiza una reposición de la conexión de potencia (Power-On-Reset) a través de la liberación después de la creación de tensiones estables. Vint es una tensión interna, a partir de la cual se forman las tensiones de referencia, y se forma, por ejemplo, a partir de una tensión Tener. VRef1 es una llamada tensión del intersticio de banda, que se compone de una tensión del emisor del transistor u de una porción aditiva para la compensación de la temperatura. Corresponde al hueco de banda del silicio. La tensión de salida VAS del primer convertidor descendente está en una banda de regulación y también las tensiones del regulador lineal LR y del segundo convertidor descendente DC2 están en una banda de regulación respectiva y, en concreto, después de un tiempo de carga definido de 2 a 20 ms, que se establece a través de un contador. Las tensiones son supervisadas por el propio ASIC del sistema, que contiene los convertidores. En el instante T5 se realiza la programación de la fuente de corriente de carga LSQ a través del microcontrolador. Se lleva a cabo el arranque de la carga de reserva de energía a través de un nivel de corriente primaria de por ejemplo 210 mA. De esta manera se

incrementa ahora la tensión linealmente en la reserva de energía VER. En el instante T6, la tensión en la reserva e energía VER alcanza el valor VER_min por ejemplo 11 V. El nivel de la corriente primaria se conmuta automáticamente a un nivel de la corriente de medición de por ejemplo 90 mA y se pone en marcha un contador con al menos 10 bits. En el instante T7, la tensión alcanza el valor VER_min +0,5 V. Entonces se detiene el contador. El estado del contador se registra como valor de medición de la capacidad hasta el siguiente Power-On-Reset y se conmuta también el nivel de la corriente para el ensayo de la resistencia interna equivalente. Este nivel de la corriente es 930 mA.

En el instante T8, que son T7 + 10 μ s se verifica si la tensión a través de la reserva de energía es $CER \leq VER_min + 1V$ y si esta tensión es $\leq VER_min + 1,5 V$. Las banderas de decisión son registradas hasta el siguiente Power-On-Reset, a continuación se conmuta al nivel de la corriente primaria programada.

Esto se muestra también en la figura 7. El nivel de la corriente primaria conduce a la primera subida 700 entre los instantes T5y T6, la medición entre la capacidad y la resistencia interna equivalente se realiza entre T6 y T8. La segunda fase d carga se realiza entre T8 y T9, que se designa con 703. En el instante T9, la tensión sobre la reserva de energía CER alcanza el valor VER_low = 22,8 V. El nivel de la corriente se coloca automáticamente en el valor de recepción programado, por ejemplo 60 mA. La tensión sobre la reserva de energía se lleva ahora con la velocidad reducida al valor de regulación de la tensión VUP = 22,4 V. Esto se designa con la subida 704.

A través de la separación de la reserva de energía CER desde el convertidor ascendente AW se prepara el sistema de alimentación del Airbag ya en el instante T4. T4 está entre 3 y 21 ms, de acuerdo con la fijación del tiempo de espera. De esta manera se pueden conseguir nuevas funcionalidades, como el llamado Eco-Modo. El sistema ejecuta funciones según se desee, por ejemplo comunicación de diagnóstico, sin poner en marcha la aplicación de Airbag y sin tener la disponibilidad de encendido a través de la carga de la reserva de energía. Esto se puede utilizar, por ejemplo, para el servicio o para una exhibición del vehículo, etc.

A través de la programación de un nivel de corriente primaria adecuado, es decir, la corriente de carga, se pueden satisfacer, por una parte, requerimientos de una corriente de entrada máxima de los aparatos de control durante la consecución de la disponibilidad de encendido, es decir, la fase de carga de la reserva de energía, por otra parte un tiempo de carga deseado después de la selección del tamaño necesario de la reserva de energía.

El ensayo de capacidad en esta fase de carga no necesita otras fuentes de medición que la fuente de corriente de carga LSQ programable ya existente. A través de la utilización de dos valores de comparador VER_min y VER_min +0,5 se puede calcular el tiempo de carga por medio de un contador integrado, que se necesita para recorrer la banda de medición de 0,5 V. Como corriente de medición se utiliza de forma unitaria, por ejemplo, 90 mA. La capacidad CER se determina de acuerdo con ello a través de $(90 \text{ mA} \times T \text{ Mess} / 0,5 \text{ V})$ con un tiempo de medición de 102,3 ms, resultando 18,4 mF.

El llamado ensayo-ESR, es decir, la resistencia interna equivalente de la reserva de energía, en esta fase de carga no necesita tampoco otras fuentes de medición que la fuente de corriente de carga LSQ programable ya existente. A través de la utilización de otros dos valores de comparador, a saber, VER_min +1 V y VER_min + 1,5 V, se puede calcular si la resistencia interna de la reserva de energía es suficientemente pequeña. En el caso de una modificación de la corriente de medición de 90 mA a 930 mA se consulta el umbral del comparador VER_min + 1 V 10 μ s después de la aplicación de la corriente. Los μ s son opcionales y en este caso se seleccionan para compensar la atenuación de efectos inductivos sin recarga capacitiva considerable. Si se excede este umbral de comparador, entonces la resistencia interna es mayor que 0,6 Ω . De la misma manera e consulta el umbral de comparador VER_min +1,5 V 10 μ s después de la aplicación de la corriente de medición. Si se excede este umbral, entonces la resistencia interna es mayor que 1,2 Ω . Éste es entonces un valor demasiado alto y se indica una alarma como una lámpara iluminada.

A través de la característica del funcionamiento invertido de convertidores acoplados en serie de acuerdo con la figura 4 se intenta llevar en la fase de bloqueo del convertidor ascendente AW el convertidor descendente DC1 acoplado, al menos temporalmente, a consumo de energía. Esta medida reduce la porción alterna en la salida del convertidor ascendente AW. El mismo método se aplica con relación al acopla miento de los convertidores descendentes DC1 y DC2. A través de la característica de capacidades de salida del convertidor acopladas inductivamente a través de secciones de líneas correspondientes, se puede derivar una información de regulador – convertidor estable con la modificación de la corriente.

A través de la característica de otro umbral de comparador después de la carga de la reserva de energía, donde el umbral de comparador se designa con VUP_low + 0,33 V, se puede realizar una medición cíclica de la capacidad de la reserva de energía. La medición se inicia después de un proceso de lectura del microcontrolador sobre el registro de resultados de la medición cíclica de la capacidad. El registro de resultados está dispuesto de la misma manera en el ASIC de sistema. A través de este proceso se bloquea la fuente de corriente mínima LSQ. La tensión se reduce a través de cargas, que se encuentran en la tensión VER, como un regulador de la tensión, un conmutador de seguridad, etc. Si la tensión VER alcanza el valor VER_low, entonces se carga de nuevo con la corriente de

medición, por ejemplo 60 mA la reserva de energía, hasta que se alcanza $VUP_{low} + 0,33$ V. A través de la selección de una carrera de medición reducida y de una corriente de medición adaptada a ella de manera correspondiente, la resolución permanente exactamente en el valor de la medición de la capacidad inicial. Si el valor VER, es decir, la tensión sobre la reserva de energía alcanza el valor $VER_{low} + 0,33$ V, se coloca como buena adicionalmente una bandera de la tensión en una memoria del valor medido, que está dispuesta también sobre el ASIC del sistema. La supervisión de la tensión de alimentación alimenta la tensión VUP, VER, VAS, VST50, VST a través de un multiplicador, a un convertidor analógico-digital del ASIC del sistema, de manera que estos valores pueden ser leídos en serie por el microcontrolador a través de la interfaz-SPI.

En este caso está prevista también una prevención de errores de medición durante la medición de la capacidad y durante la medición de la resistencia interna equivalente de la reserva de energía. Estos errores de medición deben evitarse en la situación de una irrupción de la tensión de la batería. A tal fin, se proponen a continuación dos procedimientos alternativos:

- a) La tensión de entrada UB es supervisada con un comparador, si ésta se reduce durante una medición constante al menos una vez por debajo de un umbral, se identifica la medición en curso como no ejecutable en la memoria de medición.
- b) El regulador de corriente de la fuente de corriente de carga LSQ genera un estado de regulación en la aplicación de la medición. Solamente cuando ésta alcanza, salvo tiempos de estabilización, el mismo tiempo de regulación que el tiempo de medición propiamente dicho, la medición en curso se ejecuta sin interferencias y, por lo tanto, se considera como válida, en otro caso el valor de medición recibe en la memoria de medida una identificación de no ejecutable. Para la detección del estado de regulación se puede emplear de la misma manera un contador de 10 bits con una frecuencia de pulso de reloj de 5 kHz, en el presente caso también son concebibles resoluciones más reducidas.

REIVINDICACIONES

- 1.- Aparato de control para el funcionamiento de un sistema de seguridad para un vehículo con
- un convertidor ascendente (AW), que está configurado como un convertidor de conmutación, y que convierte una tensión de entrada (UB) derivada desde una tensión de la batería del vehículo en una tensión de carga más elevada (VUP) en su salida,
 - al menos un acumulador de reserva de energía (CER), que es cargado por medio de la tensión de carga (VUP) para el funcionamiento del sistema de seguridad en un caso de autarquía, caracterizado porque un convertidor descendente (DC1, DC2) es accionado de forma invertida al convertidor ascendente (AW), en el que el al menos un convertidor descendente (DC1, DC2) convierte hacia abajo la tensión de carga (VUP) o una tensión cedida por el al menos un acumulador de reserva de energía (CER).
- 2.- Aparato de control de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado porque el al menos un convertidor descendente (DC1, DC2) está conectado directamente en el convertidor ascendente.
- 3.- Aparato de control de acuerdo con la reivindicación 1 ó 2, caracterizado porque en la salida del convertidor ascendente (AW) está conectada una carga capacitiva (C1, C2) para la regulación de un tiempo de subida de la tensión de carga (VUP).
- 4.- Aparato de control de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, caracterizado porque el aparato de control presenta una lógica que, en función de al menos un parámetro eléctrico en el acumulador de reserva de energía (CER) durante la carga del acumulador de reserva de energía (CER), ejecuta una medición inicial de una capacidad (CER) el acumulador de reserva de energía y a continuación lleva a cabo una medición de una resistencia interna equivalente del acumulador de reserva de energía (CER).
- 5.- Aparato de control de acuerdo con la reivindicación 4, caracterizado porque la lógica presenta al menos un comparador para una comparación del al menos un parámetro eléctrico con un umbral predeterminado, de manera que la medición inicial de la capacidad y la medición de la resistencia interna se realizan en función de esta comparación
- 6.- Aparato de control de acuerdo con la reivindicación 4 ó 5, caracterizado porque la lógica está configurada de tal forma que la lógica realiza después de la carga de la reserva de energía cíclicamente otra medición de la capacidad.
- 7.- Procedimiento para el funcionamiento de un sistema de seguridad para un vehículo con las siguientes etapas del procedimiento:
- conversión de una tensión de entrada (UB) derivada desde una tensión de la batería del vehículo en una tensión de carga más elevada (VUP) en una salida de un convertidor ascendente (AW), que está configurado como convertidor de conmutación,
 - carga de al menos un acumulador de reserva de energía (CER) por medio de la tensión de carga (VUP) para el funcionamiento del sistema de seguridad en un caso de autarquía, caracterizado porque al menos un convertidor descendente (DC1, DC2) es accionado invertido con respecto al convertidor ascendente (AW), de manera que el al menos un convertidor descendente convierte hacia abajo la tensión de carga (VUP) o la tensión emitida por el al menos un acumulador de energía (CER).
- 8.- Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 7, caracterizado porque el al menos un convertidor descendente (DC1, C2) se conecta directamente con el convertidor ascendente (AW).

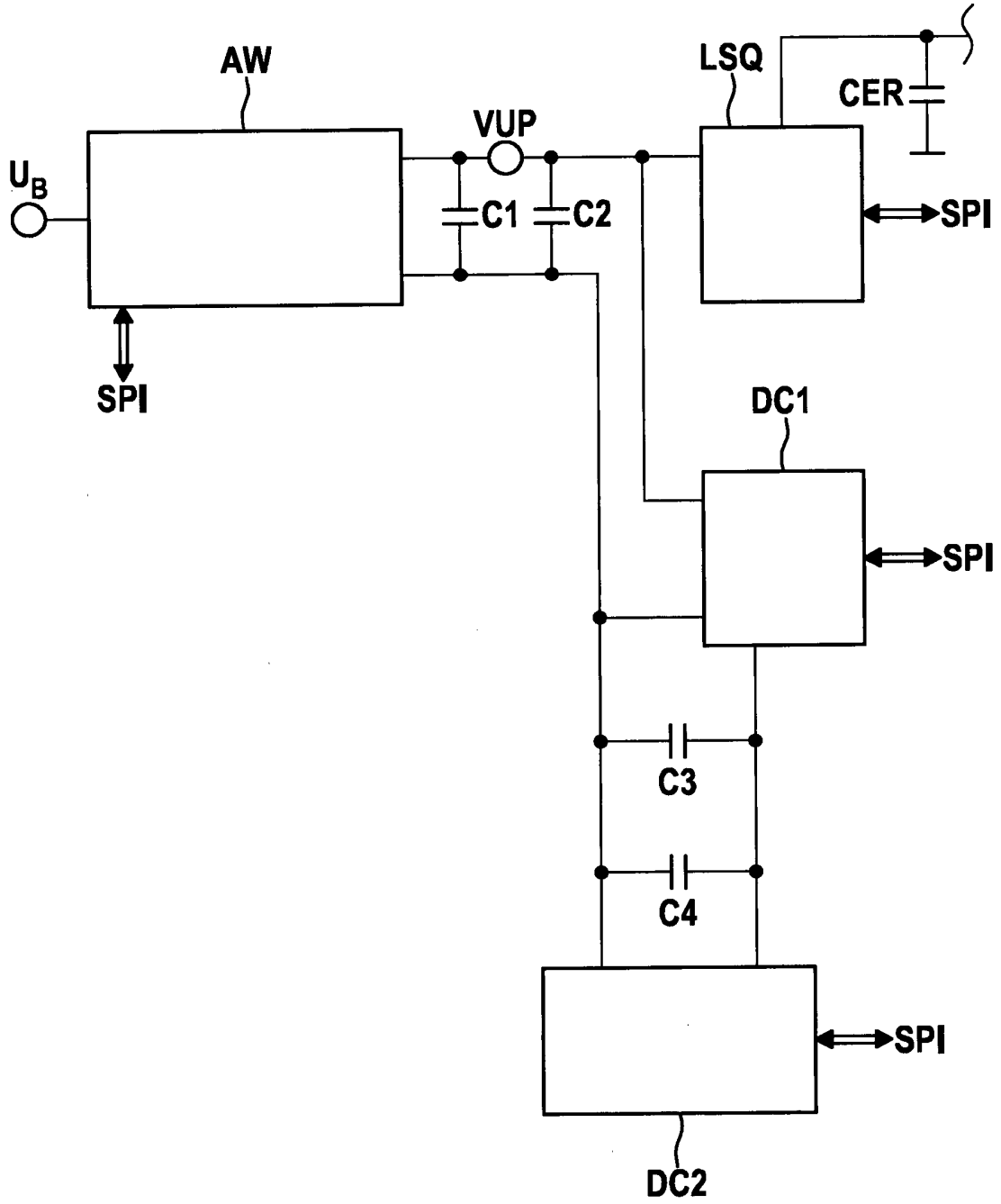


Fig. 1

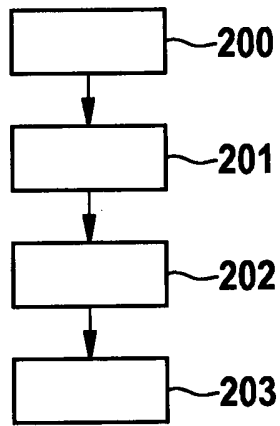


Fig. 2

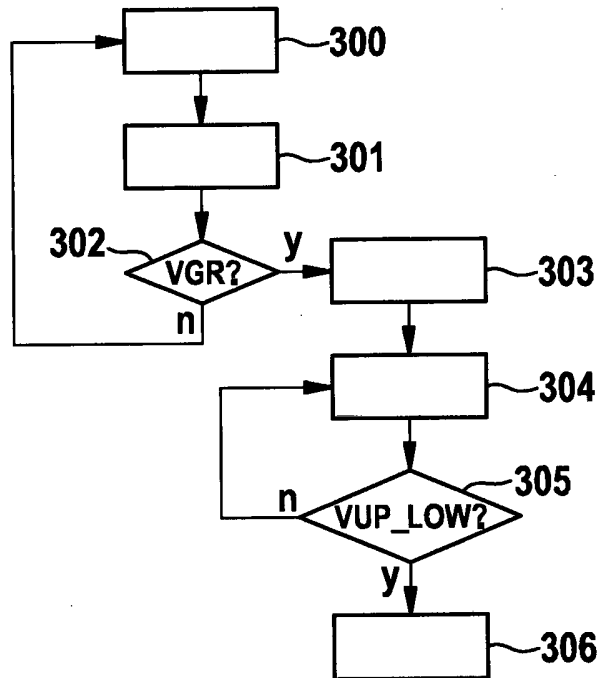


Fig. 3

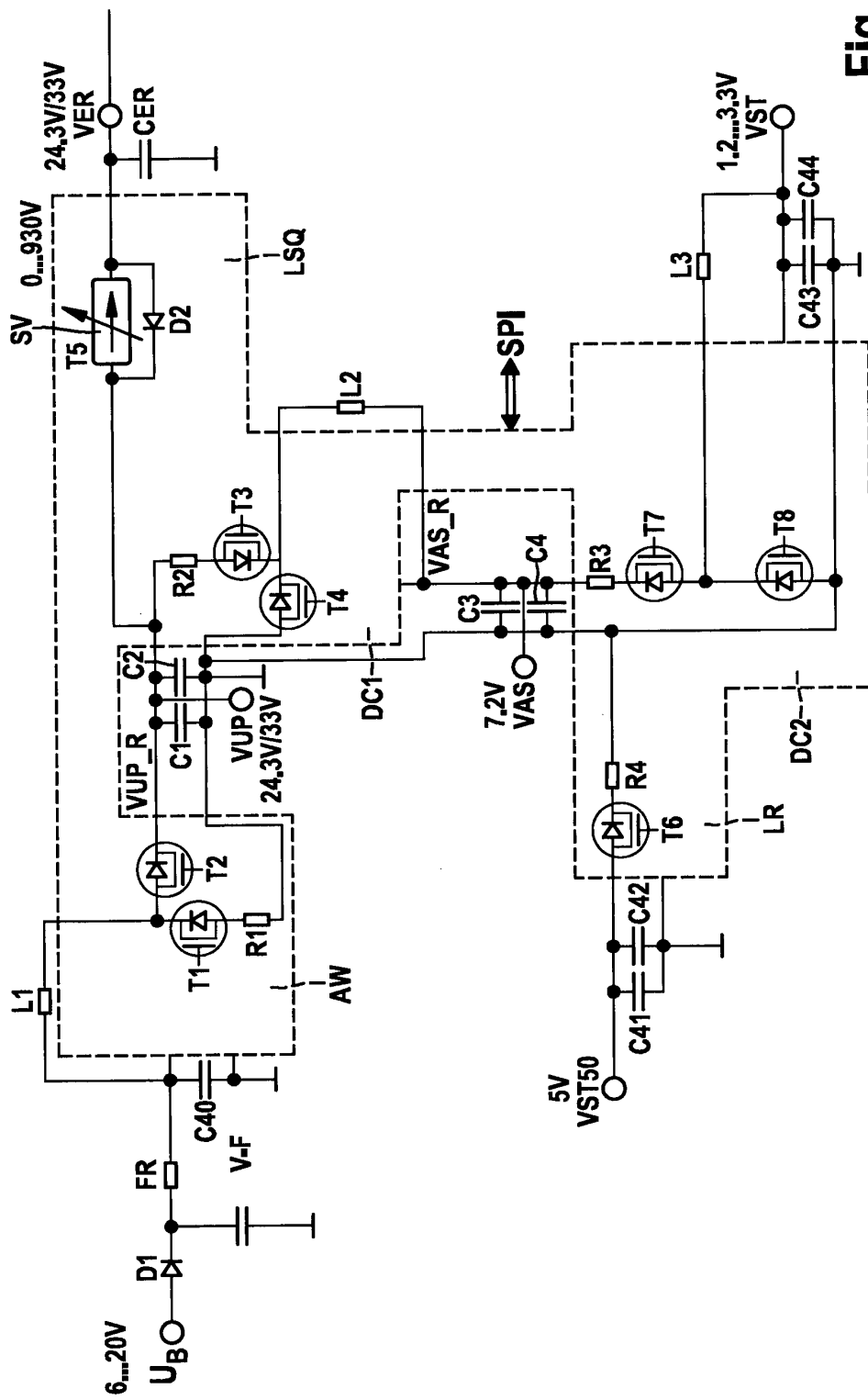


Fig. 4

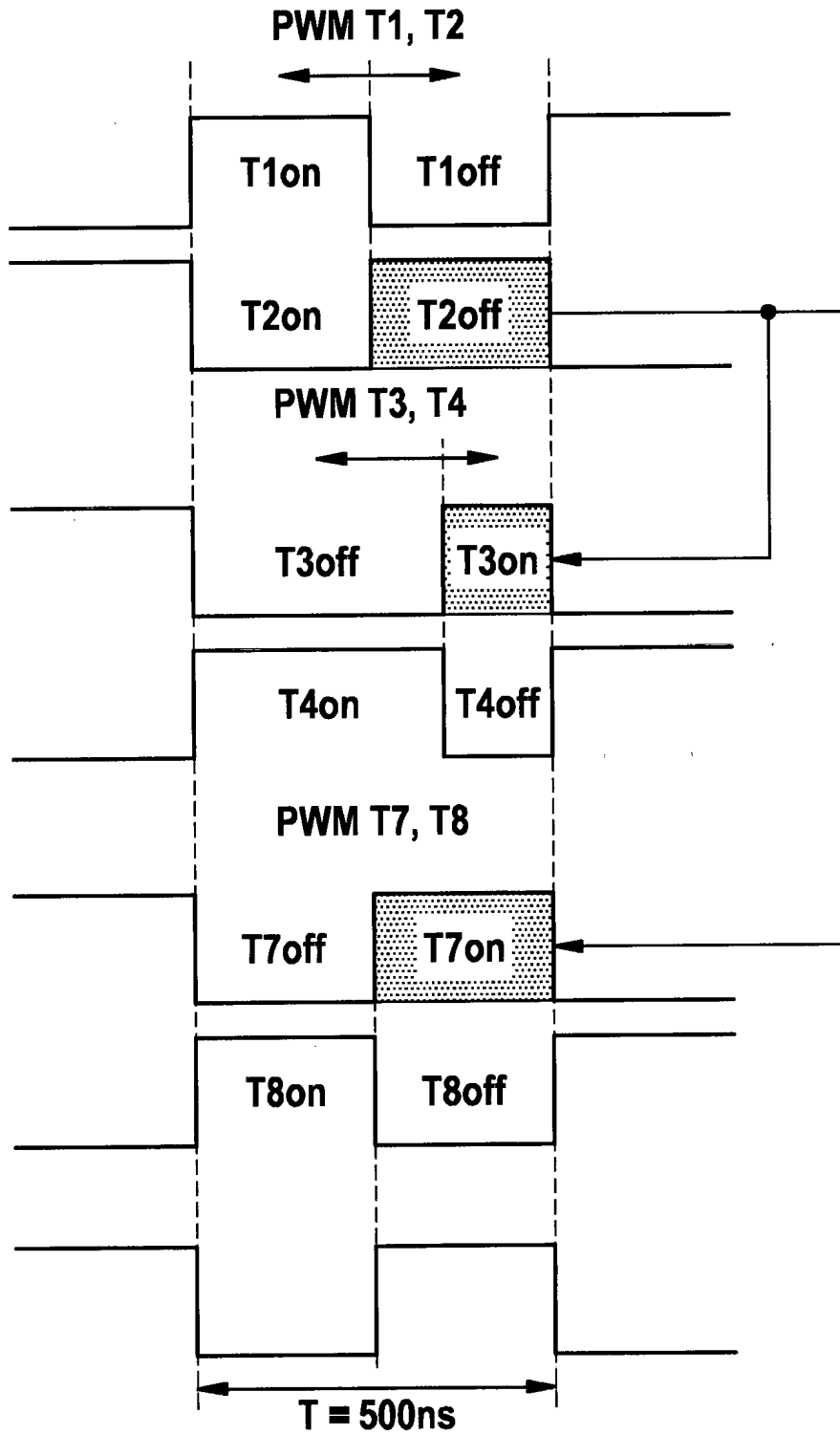


Fig. 5

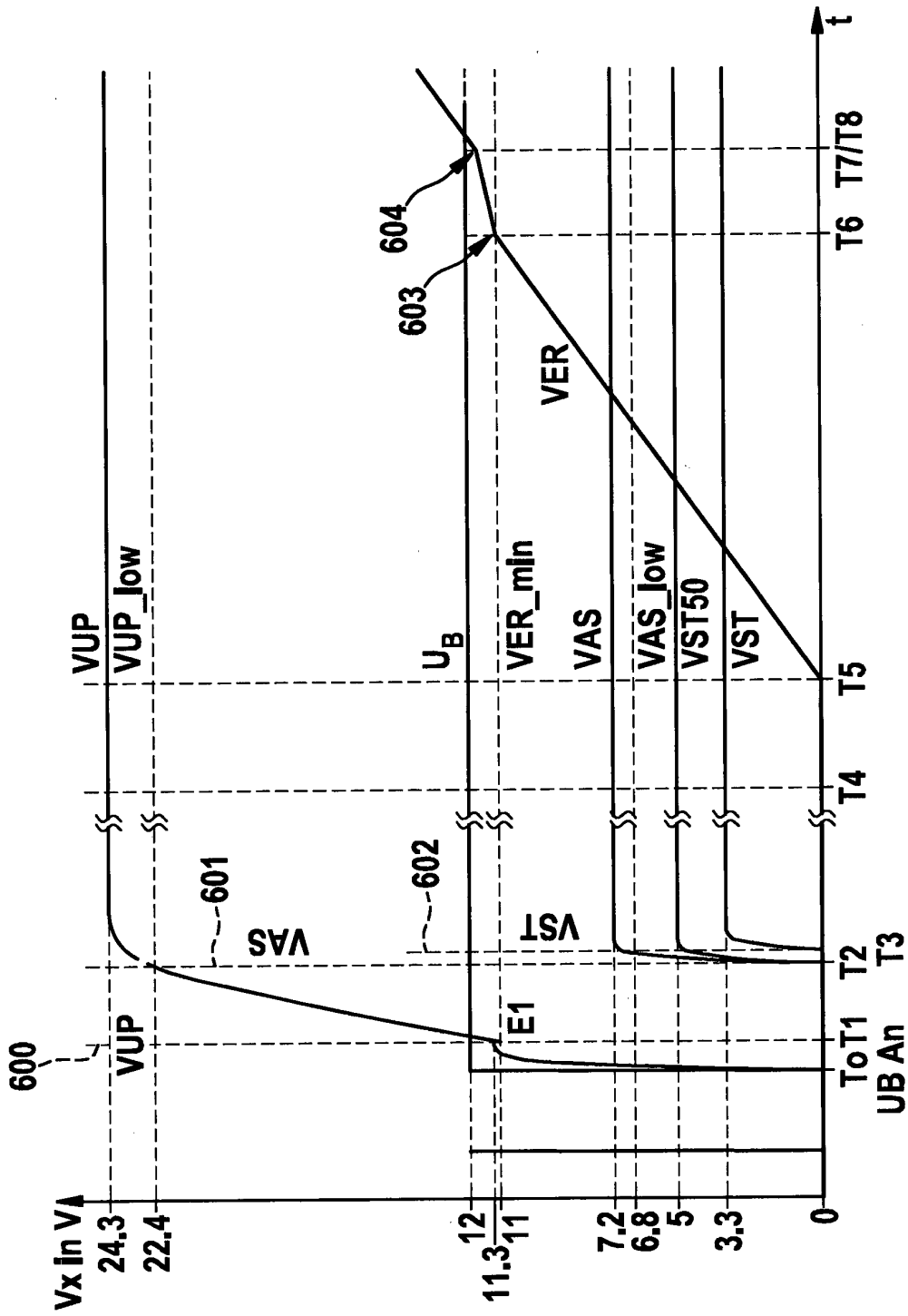


Fig. 6

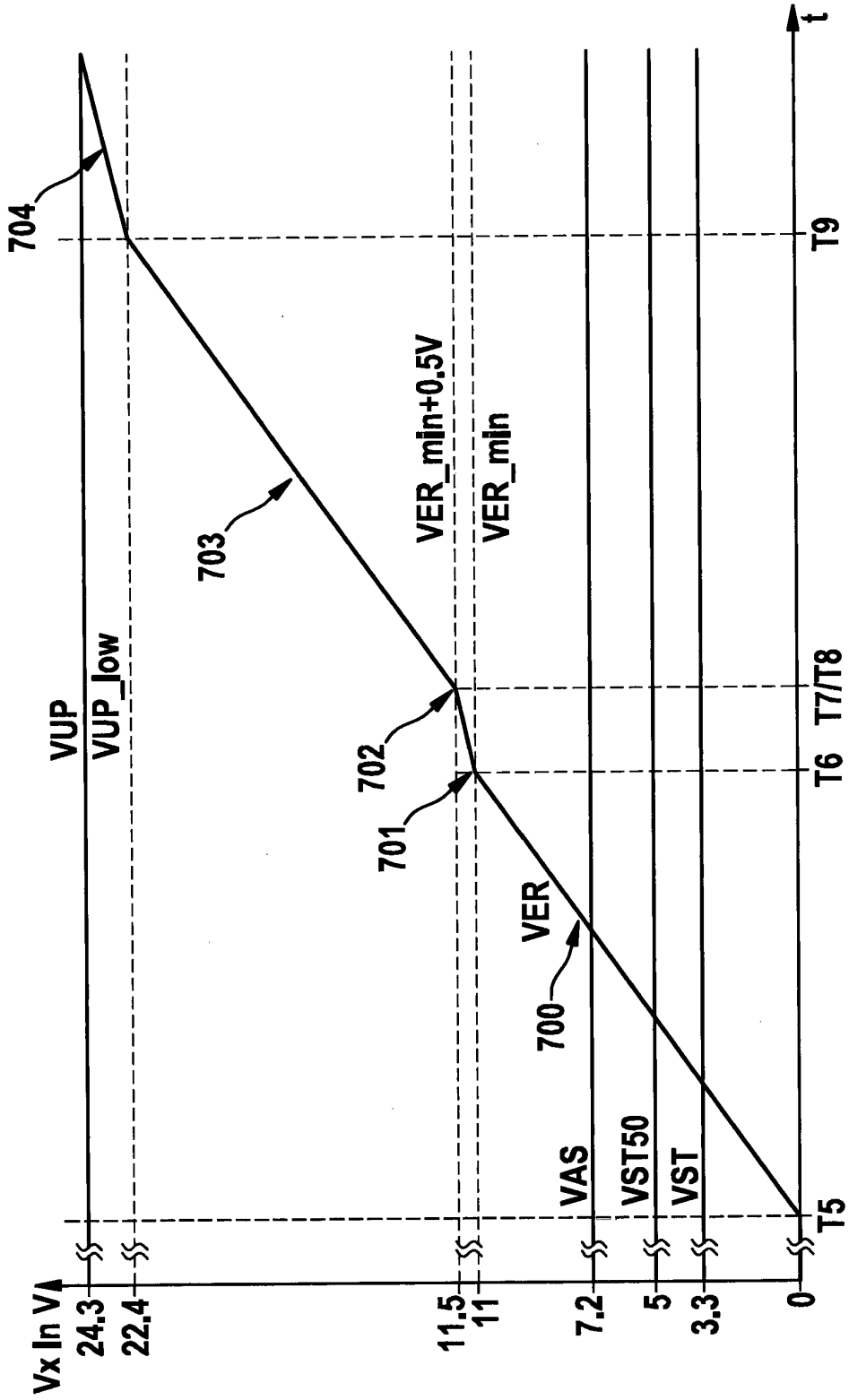


Fig. 7