



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 329 415**

51 Int. Cl.:

**B60L 1/14** (2006.01)

**H05B 37/00** (2006.01)

**B60Q 1/00** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **07103011 .8**

96 Fecha de presentación : **23.02.2007**

97 Número de publicación de la solicitud: **1826057**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **29.08.2007**

54

Título: **Dispositivo para controlar una utilidad eléctrica en un vehículo.**

30

Prioridad: **24.02.2006 IT TO06A0129**

73

Titular/es: **FIAT AUTO S.p.A.**  
**Corso Giovanni Agnelli 200**  
**10135 Torino, IT**

45

Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**25.11.2009**

72

Inventor/es: **Evangelisti, Piergottardo;**  
**Biancotti, Marco y**  
**Rubin, Roberta**

45

Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**25.11.2009**

74

Agente: **Carvajal y Urquijo, Isabel**

ES 2 329 415 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).

# ES 2 329 415 T3

## DESCRIPCIÓN

Dispositivo para controlar una utilidad eléctrica en un vehículo.

5 Esta invención se refiere a un dispositivo para controlar una utilidad eléctrica en un vehículo.

En concreto, esta invención se refiere a un dispositivo que puede controlar utilidades eléctricas que incluyen, por ejemplo, las bombillas utilizadas en los faros de vehículos de carretera, a las que la siguiente descripción hará referencia explícita sin perder por ello su carácter general. En el dispositivo US 6 441 557 se revela un dispositivo  
10 semejante.

Como es sabido, las bombillas utilizadas en la última generación de faros de vehículos de carretera están controladas por dispositivos electrónicos que pueden utilizar una técnica PWM (acrónimo para pulso con modulación (Pulse Width Modulation)). El uso de la mencionada modulación PWM para el control de las bombillas es especialmente  
15 ventajoso, debido a que permite utilizar cada bombilla para varias funciones del faro, independientemente de sus características eléctricas.

De hecho, mediante modular adecuadamente la anchura temporal de los pulsos de las señales de control dirigidos a la lámpara, se consigue un control de la intensidad de la luz emitida por estas, independiente de su potencia nominal.  
20 Así, por ejemplo, una bombilla que tiene una potencia nominal dimensionada para llevar a cabo la función de la luz de freno, puede utilizarse para llevar a cabo la función de la luz de marcha atrás a través del apropiado control PWM, mientras que una bombilla de inmersión puede también llevar a cabo la función de una bombilla diurna o la función de una bombilla no de inmersión.

La figura 1 muestra un esbozo de un diagrama de circuito de un dispositivo electrónico conocido, que implementa modulación PWM para controlar una bombilla instalada en un vehículo (no mostrado).  
25

En concreto, según la ilustración de la figura 1 el dispositivo electrónico, que se indica como un todo mediante el número 1, comprende una primera entrada 2 que recibe una señal de control  $S_p$  de tipo PWM, una segunda entrada 4 conectada a una línea 5 de suministro de energía ajustada a un potencial de alimentación predeterminado  $V_{BAT}$  (típicamente igual a 12 V), una tercera entrada 6 ajustada a un potencial tierra  $V_{GND}$  (típicamente igual a 0 V), y una salida de control 8 conectada a una utilidad eléctrica correspondiente a una bombilla 10, para proporcionar a esta  
30 última una tensión de control  $V_s$ .

El dispositivo electrónico 1 comprende además un conmutador de control que comprende un transistor NMOS 11, una etapa 14 de generación de corriente, un dispositivo 16 de amplificación de corriente, un bloque 18 delimitador de corriente, un bloque 22 de detección de temperatura, un bloque 22 de protección y lógica de control 24.  
35

El transistor NMOS 12 tiene un potencial del pozo conectado a un segundo terminal 4 de entrada, un terminal fuente conectado al terminal 8 de salida y un terminal puerta ajustado a un potencial puerta  $V_g$ . El terminal puerta del transistor NMOS 12 está además conectado a un nodo intermedio 26 para recibir una corriente de entrada  $I_g$ .  
40

En relación con la etapa 14 del generador de corriente, este comprende un par de generadores de corriente que están conectados en cascada entre la segunda entrada 4 y la tercera entrada 6, y se activan selectivamente mediante  
45 lógica 24 de control, en oposición de fase entre ambos a través de una señal  $S_{Pii}$  de lógica de control.

En concreto el primer generador de corriente, indicado a continuación con el número 28, está conectado por un lado a la segunda entrada 4 y por el otro lado al nodo intermedio 26 a través de un diodo 29 y una resistencia 30 conectados en serie de entre ellos. En mayor detalle, la resistencia 30 tiene una resistencia de valor  $R_1$ , mientras que el primer generador de corriente 28 puede suministrar una corriente  $I_1$  al nodo intermedio 26.  
50

El segundo generador de corriente, indicado a continuación con el número 32, está en cambio conectado por un lado a la segunda entrada 6 ajustada al potencial tierra  $V_{GND}$ , y por el otro lado al nodo intermedio 26 a través de una resistencia 33, y cuando está activo tiene la función de drenar una segunda corriente predeterminada  $I_2$  desde el nodo intermedio 26 a tierra.  
55

Por otra parte, la lógica de control 24 está conectada a una primera entrada 2 para recibir la señal de control  $S_p$ , y puede suministrar la señal lógica de control  $S_{Pii}$  y la señal lógica de control complementaria  $\overline{S_{Pii}}$ , respectivamente a un primer generador 28 y a un segundo generador 32, a través de un inversor 31, con el objeto de activar selectivamente los generadores de corriente 28 y 32 en mutua oposición de fase.  
60

En lo que atañe al bloque 18 limitador de corriente, este tiene la función de conectar el nodo intermedio 26 a una tercera entrada 6 ajustada al potencial tierra  $V_{GND}$ , cuando se detecta un exceso de corriente en la salida de control 8 (por ejemplo, en el caso de un cortocircuito), con el objeto de activar una "auto-desconexión" del dispositivo electrónico 1, mientras el bloque de protección 22 y el bloque 20 detector de temperatura actúan conjuntamente para proteger el dispositivo electrónico respecto de condiciones de temperatura excesiva. Para este propósito, cuando este detecta que la temperatura detectada ha excedido un umbral predeterminado, el bloque 20 detector de temperatura  
65

## ES 2 329 415 T3

controlada a través del bloque de protección 22 la conexión entre la salida del control 8 y la tercera entrada 6 ajustada al potencial tierra  $V_{GND}$ .

5 En mayor detalle, el bloque de 18 limitador de corriente puede actuar sobre el terminal de puerta del transistor NMOS 12 para limitar la corriente máxima suministrada a este, de forma que no se dañe las conexiones y la unión del transistor, con lo que el incremento en la temperatura generado por un cortocircuito es lo suficientemente bajo para ser interceptado por el bloque 22 de protección térmica.

10 Con referencia a las figuras 1 y 2, el dispositivo 16 de amplificación de corriente tiene un primer terminal 34 de entrada que recibe la señal de control  $S_{PIL}$  generada por la lógica de control 24, un terminal 36 de salida conectado al nodo intermedio 26 para proporcionar a este último una corriente  $I_{PUMP}$  de bombeo, un primer terminal 40 de alimentación conectado a una segunda entrada 4 y ajustado a un potencial  $V_{AL} = V_{BAT}$ , un segundo terminal de alimentación 42 conectado al tercer terminal de entrada 6 y ajustado a un potencial tierra, y un terminal de control 41 también conectado al segundo terminal de entrada 4 y por lo tanto ajustado a un potencial  $V_{CAP} = V_{BAT}$ .

15 En concreto, con referencia a la figura 2, el dispositivo 16 de amplificación de corriente comprende un par de dispositivos de conmutación 43 y 47 conectados en serie entre el terminal de control 41 y el terminal de salida 36 a través de un nodo 45 de conexión intermedio, y un oscilador 46, un controlador 48 de conmutación y un condensador 50 que están conectados conjuntamente en serie entre el primer terminal de entrada 34 y el nodo intermedio 45 que conecta los dos dispositivos de conmutación 43 y 47.

20 Merece la pena señalar que los dos dispositivos de conmutación 43 y 47 pueden construirse utilizando transistores MOS o, como se muestra en el ejemplo ilustrado en la figura 1, mediante dos diodos, indicados además en lo que sigue mediante los números 43 y 47, o mediante cualquier otro conmutador electrónico similar.

25 En mayor detalle, el oscilador 46 está provisto con una entrada que recibe la señal de control  $S_{PIL}$  y una salida que proporciona una señal de reloj  $S_K$  que tiene una frecuencia predeterminada  $v_{CP}$ , mientras que el controlador 48 de conmutación tiene una primera entrada conectada a la salida del oscilador 46, una segunda entrada conectada al primer terminal 40 de alimentación, una tercera entrada conectada al segundo terminal 42 de alimentación y una salida sobre la que se proporciona una señal lógica que adopta un potencial  $V_{COM}$  que dependiendo de la señal de reloj  $S_K$  conmuta entre el potencial  $V_{AL} = V_{BAT}$  presente en su segunda entrada o, alternativamente, el potencial  $V_{GND}$  presente en su tercera entrada.

30 En lo que atañe al condensador 50, este está conectado entre la salida del controlador 48 de conmutación y un nodo de conexión intermedio 45 y una capacidad  $C_{CP}$ .

35 El funcionamiento del dispositivo electrónico 1 se conoce, y por lo tanto luego se describirá brevemente y solo en la medida necesaria para una comprensión del problema subyacente a esta invención. En el caso que nos ocupa, el funcionamiento del dispositivo electrónico 1 se describirá durante la generación de un frente ascendente del potencial de control  $V_s$  para la bombilla 10.

40 En concreto, en el curso de la mencionada etapa el funcionamiento del dispositivo electrónico 1 comprende: la activación de un primer generador 28 de corriente a través de la lógica de control 24 generando la corriente  $I_1$  al nodo intermedio 26, la inhabilitación del segundo generador 32 de corriente, la activación del dispositivo 16 de amplificación de corriente que genera la corriente de bombeo  $I_{PUMP}$  al nodo intermedio 26, y la activación del transistor NMOS 12 que, al recibir la corriente  $I_g = I_1 + I_{PUMP}$  en su propio terminal puerta, genera un frente ascendente del potencial de control  $V_s$  en la salida de control 8, que a continuación se incrementa progresivamente desde un primer valor bajo predeterminado hasta un segundo valor alto predeterminado, siguiendo el curso ilustrado en la figura 3.

45 Durante esta etapa, el controlador 48 de conmutación del dispositivo 16 de amplificación de corriente conmuta en función de una señal de reloj  $S_K$  con una frecuencia de conmutación  $v_{CP}$  de forma que en cada ciclo se produce el potencial tierra  $V_{GND}$  y alternativamente el potencial  $V_{BAT}$  presente en el primer terminal 40 de alimentación, en su propia entrada y por lo tanto en el potencial  $V_{COM}$  en el primer terminal del condensador 50.

50 Durante la conmutación del controlador 48 de conmutación, cuando el potencial  $V_{COM}$  suministrado como salida desde este último tiene el valor  $V_{GND}$ , el condensador 50 se carga progresivamente hasta que el nodo intermedio 45 alcanza un potencial igual a  $V_{CAP} - V_d$ , que corresponde a  $V_{BAT} - V_d$ , donde  $V_d$  es la caída de potencial en los terminales del diodo en conducción 43 durante esta etapa (debido a que  $V_{CAP} = V_{BAT}$ ).

55 En cambio, un cuando el controlador 48 de conmutación conmuta su salida cambiando el potencial relativo  $V_{COM}$ , al valor  $V_{COM} = V_{AL} = V_{BAT}$ , el condensador 50 contribuye a la "sobre-tensión" del potencial presente en el nodo intermedio 45, en un valor igual al potencial  $V_{AL} = V_{BAT}$ , presente a la salida del controlador 48 de conmutación, para obtener así un valor final en el nodo predeterminado 45, que es igual a  $2V_{BAT} - V_d$ .

60

## ES 2 329 415 T3

Durante esta etapa el diodo 47 está en conducción, el dispositivo 16 de amplificación de corriente genera la corriente de bombeo  $I_{PUMP}$ , y la corriente  $I_g$  suministrada como una entrada al terminal puerta del transistor NMOS 12 adopta valores que pueden determinarse a partir de las siguientes relaciones:

5

$$1) \quad I_g \cong I_1 + I_{PUMP} = \frac{V_{BAT} - V_g - V_d}{R_s} + V_g C_g (2V_{BAT} - 2V_d - V_g)$$

10 donde  $V_g < V_{BAT} - V_d$ , y

15

$$2) \quad I_g \cong I_{PUMP} - V_g C_g (2V_{BAT} - 2V_d - V_g)$$

20 donde  $V_g > V_{BAT} - V_d$ .

25 De hecho, si  $V_g < V_{BAT} - V_d$ , el diodo 29 está en conducción y hace posible suministrar la corriente  $I_1$  al nodo intermedio 26; sin embargo cuando  $V_g > V_{BAT} - V_d$  el diodo 29 no está en conducción y la corriente  $I_g$  suministrada al terminal puerta del transistor NMOS 12 se corresponde sustancialmente con la corriente de bombeo  $I_{PUMP}$  suministrada como salida por el dispositivo 16 de amplificación de corriente.

30 En función de las ecuaciones 1) y 2) descritas arriba en relación con la corriente  $I_g$ , y según la siguiente ecuación diferencial 3)  $dV_g/dt = I_g/C_g$ , asociada con la tensión puerta del transistor NMOS 12 (donde  $C_g$  es la capacidad de puerta global del transistor NMOS 12), puede verificarse que el frente ascendente para el potencial de control  $V_s$  ( $V_s = V_g - V_{gsth}$ , donde  $V_{gsth}$  es la tensión umbral para el transistor NMOS 12) sigue un perfil discontinuo definido por dos líneas que tienen diferentes pendientes A y B.

35 En concreto, con referencia a la figura 3, durante la etapa de crecimiento inicial hay una discontinuidad  $d1$  provocada por la elevada pendiente del potencial  $V_s$  en la primera sección A. El cambio en el potencial  $V_s$  en la primera sección A es sustancialmente de tipo exponencial, mientras que en la segunda sección B sigue una trayectoria curva con una pendiente que decrece progresivamente.

40 De hecho, sustituyendo  $I_g$  como se indica en las ecuaciones 1) y 2) en la ecuación 3), se obtiene una ecuación diferencial de primer orden a partir de la cual se puede determinar el cambio exponencial en el potencial  $V_G$  y tiene como resultado un potencial de control  $V_s$  en la primera sección de la línea A.

45 Como se ilustra en la figura 4, también tiene lugar un comportamiento similar si bien de forma sustancialmente atenuada, en los frentes descendentes del potencial de control  $V_s$ , que durante el periodo descendente inicial (sección de línea A) tiene una discontinuidad  $d2$  y una elevada pendiente negativa que después termina en una pendiente de menor inclinación (sección B).

50 En los dispositivos electrónicos del tipo descrito arriba, la generación de un potencial de control  $V_s$  con perfiles ascendentes y descendentes que tienen discontinuidades y pendientes de inclinaciones variables, da lugar a las no deseadas emisiones de señales de radio frecuencia que corresponden a perturbaciones electromagnéticas particularmente inconvenientes.

55 De hecho, las perturbaciones electromagnéticas generadas durante la conmutación, a menudo superan los umbrales de perturbación electromagnética especificados en las regulaciones de corriente, por lo tanto en algunos casos dando lugar a grandes dificultades para el visto bueno de los vehículos.

60 Además de esto, las perturbaciones electromagnéticas generadas por el dispositivo electrónico 1 interfieren con los sistemas electrónicos montados a bordo del vehículo, impidiendo que estos últimos funcionen a pleno rendimiento y en algunos casos extremos perjudicando las comunicaciones por radio desde dispositivos de comunicación que monitorizan funciones de seguridad para el usuario montadas a bordo del vehículo.

65 Para superar las mencionadas desventajas se ha propuesto que el dispositivo electrónico 1 debería brindarse por completo al objeto de atenuar las perturbaciones de radiofrecuencia generadas por este, pero esta solución se ha mostrado como extremadamente inconveniente desde el punto de vista de los costes de construcción.

Por lo tanto, el objetivo de esta invención es proporcionar un dispositivo de control electrónico para utilidades eléctricas, que sea de fabricación económica y a la vez supere las mencionadas desventajas.

## ES 2 329 415 T3

Este objetivo se consigue a través de esta invención, que se refiere un dispositivo de control electrónico para por lo menos una utilidad eléctrica, como se indica en la reivindicación 1 y preferentemente en cualquiera de las subsiguientes reivindicaciones que dependen de la reivindicación 1 de modo directo o indirecto.

5 Ahora se describirá la invención con referencia a los dibujos anexos, que ilustran una realización no limitativa en la cual:

- la figura 1 muestra de forma diagramática un dispositivo electrónico para el control de una utilidad eléctrica, fabricado según la técnica anterior,

10 - la figura 2 muestra de forma diagramática un dispositivo de amplificación de corriente incorporado en el dispositivo de control electrónico ilustrado en la figura 1,

15 - las figuras 3 y 4 representan respectivamente los frentes ascendente y descendente de un pulso incluido en una señal de control  $V_s$  generada como salida por el dispositivo electrónico ilustrado en la figura 1,

- la figura 5 muestra de forma diagramática un dispositivo electrónico para el control de utilidades eléctricas, fabricado de acuerdo con esta invención,

20 - la figura 6 muestra de forma diagramática un dispositivo de amplificación de corriente incorporado en el dispositivo de control electrónico ilustrado en la figura 5,

- la figura 7 muestra el progreso del frente ascendente de un pulso de señal de control generado como salida por el dispositivo electrónico ilustrado en la figura 5,

25 - las figuras 8 y 9 ilustran respectivamente los frentes ascendente y descendente de un pulso incorporado en una señal de control  $V_s$  generada como salida por el dispositivo electrónico ilustrado en la figura 5,

30 - La figura 10 ilustra un ejemplo del desplazamiento del espectro de las perturbaciones electromagnéticas generadas por el dispositivo electrónico ilustrado en la figura 5, a medida que se varía una capacidad de control incorporada en este.

En relación con la figura 5, el número de referencia 60 se refiere como un todo a un dispositivo electrónico para controlar por lo menos una utilidad eléctrica 10 en un vehículo (no ilustrado), tal como por ejemplo una bombilla.

35 El dispositivo electrónico 60 es similar al dispositivo electrónico 1 ilustrado en la figura 1, y cuando sea posible las correspondientes piezas componentes se distinguen, en lo que sigue, utilizando los mismos números de referencia que se usan para identificar las correspondientes piezas en el dispositivo electrónico 1 descrito antes.

40 En el dispositivo electrónico 60 de la figura 5, el terminal de control 41 del dispositivo 16 de amplificación de corriente ya no está directamente conectado al segundo terminal de entrada 4 ajustado al potencial  $V_{BAT}$ , sino que está conectado a la salida de control 8 ajustada al potencial de control  $V_s$ .

45 Además de esto, el dispositivo de amplificación de corriente (figuras 6) comprende un comparador 56 que tiene una primera entrada (no inversora) conectada al terminal de control 41 ajustado a un potencial  $V_{CAP}$  correspondiente al potencial de control  $V_{CAP} = V_s$ , una segunda entrada ajustada a un potencial de referencia  $V_{RIF}$ , y una salida en la que se genera la señal lógica  $S_L$  que tiene un nivel lógico alto cuando  $V_{CAP} > V_{RIF}$  y un nivel lógico bajo cuando  $V_{CAP} \leq V_{RIF}$ .

50 El dispositivo 16 amplificador de corriente comprende además una puerta lógica 58 que es preferentemente del tipo AND, localizada corriente abajo respecto del oscilador 46, y tiene una primera entrada que recibe la señal de control  $S_{PHI}$ , una segunda entrada que recibe la señal lógica  $S_L$  generada por un comparador 56, y una salida conectada a la entrada del oscilador 46.

55 La mencionada variación en la topología de circuito del dispositivo electrónico 60, en comparación con el dispositivo electrónico 1, provoca ventajosamente una generación de frentes de conmutación ascendentes y descendentes para el potencial de control  $V_s$ , caracterizados por gradientes reducidos que son sustancialmente lineales a través de todo el proceso de conmutación.

60 Para simplificar la descripción, a continuación se describirá solo el comportamiento del dispositivo electrónico 60 cuando genera el frente de conmutación ascendente del potencial de control  $V_s$  presente en la salida 8, el frente descendente del potencial de control  $V_s$  generándose por el dispositivo electrónico 60 en función del mismo principio de acuerdo con la invención.

65

## ES 2 329 415 T3

En concreto, en función de la mencionada configuración de circuito, las ecuaciones que describen la corriente  $I_g$  suministrada al terminal puerta del transistor NMOS 12, son las siguientes:

5

$$4) \quad I_g \cong I_1 + v_{gs} C_{gs} (V_{AL} + V_{CAP} - 2V_d - V_g)$$

10 De acuerdo con la configuración mencionada, y en concreto gracias a la conexión entre el terminal de control 41 y la salida de control 8, los potenciales  $V_{AL}$  y  $V_{CAP}$  adoptan respectivamente los valores  $V_{AL} = V_{BAT}$  y  $V_{CAP} = V_S = V_g - V_{gsth}$ .

15 Sustituyendo las nuevas expresiones para  $V_{AL}$  y  $V_{CAP}$  en la ecuación 4, se obtiene la siguiente ecuación:

$$I_g \cong I_1 + v_{gs} C_{gs} (V_{BAT} + V_g - V_{gsth} - 2V_d - V_g)$$

20 en la que la dependencia de la corriente  $I_g$  con el potencial  $V_g$  presente en el segundo miembro se anula, es decir

$$25) \quad I_g \cong I_1 + v_{gs} C_{gs} (V_{BAT} - V_{gsth} - 2V_d)$$

$$6) \quad dV_g/dt = I_g / C_g$$

30 Después, sustituyendo la ecuación 5) para la corriente  $I_g$  en la ecuación diferencial siguiente, y resolviendo 6) con respecto al potencial de salida  $V_S$ , se encuentra que este último cambia de forma sustancialmente lineal con un gradiente constante en los casos de ambos frentes ascendentes (figura 8), y de ambos frentes descendentes (figura 9).

35 En concreto, el frente ascendente/descendente del potencial  $V_S$  puede adoptar un perfil correspondiente a una línea quebrada de forma simétrica, cuando el dispositivo electrónico satisface unas condiciones primera y segunda: en concreto, la primera condición específica que el dispositivo 16 amplificador de corriente deberá dimensionarse de modo que genere una corriente de bombeo  $I_{PUMP}$  igual a la corriente  $I_1$  generada por el primer generador de corriente 28 ( $I_{PUMP} = I_1$ ), mientras que la segunda condición indica que el potencial de referencia  $V_{RIF}$  deberá ajustarse al potencial  $V_{gsth} + V_d$  igual a la suma del potencial umbral para el transistor NMOS 12 y la caída de tensión en los terminales de un dispositivo de conmutación 43 o 47.

45 En el caso que nos ocupa, con referencia al frente ascendente del potencial de control  $V_S$  ilustrado en la figura 7, durante una primera sección M1 la señal lógica  $S_L$  generada con una salida procedente del comparador 56 está a un nivel lógico bajo, y como consecuencia la puerta lógica 58 genera como salida una señal lógica que tiene un valor lógico bajo que mantiene desactivado el oscilador 46, provocando así una condición que deshabilita el dispositivo 16 amplificador de corriente, que por lo tanto genera una corriente  $I_{PUMP} = 0$ .

50 Por lo tanto, durante esta etapa la corriente  $I_g$  suministrada al terminal puerta del transistor NMOS 12 permanece constante correspondiendo a la corriente  $I_1$  proporcionada por el primer generador de corriente 28, y el potencial  $V_S$  se incrementa linealmente con un gradiente  $I_1$  hasta que (correspondiendo el punto  $K_1$  en la sección M1 de la figura 7) el potencial  $V_S$  alcanza el potencial de comparación  $V_{RIF} = v_{gsth} + V_d$ .

55 En este punto (cuando  $V_S = v_{gsth} + V_d$ ), el comparador 56 conmuta su propia señal lógica  $S_L$  provocando la activación tanto del oscilador 46 como del dispositivo 16 amplificador de corriente a través de la puerta lógica 58, generando la corriente de bombeo  $I_{PUMP} = I_1$ . De esta forma, la corriente  $I_g$  suministrada al terminal puerta del transistor NMOS 12 adopta valores iguales a  $I_g = I_{PUMP} + I_1 = 2I_1$ , y el potencial  $V_S$  (que puede determinarse utilizando la ecuación diferencial 4) se incrementa linealmente adoptando un gradiente  $2I_1$  que es constante en una segunda sección recta M2 de la línea quebrada hasta que (correspondiendo al punto  $K_2$ ) el potencial  $V_S$  alcanza el valor  $V_S = V_{BAT} - v_{gsth} - V_d$ .

Cuando  $V_S > V_{BAT} - v_{gsth} - V_d$ , el diodo 29 cambia a una condición de desactivación interrumpiendo la corriente de alimentación  $I_1$  de circuito, proporcionada por el primer generador 28 de corriente al nodo intermedio 26.

65 Durante esta etapa, la corriente  $I_g$  suministrada al terminal de entrada del transistor NMOS 12, corresponde por tanto a la corriente de bombeo  $I_{PUMP} = I_1$  generada por el dispositivo 16 amplificador de corriente, y la tensión  $V_S$  se incrementa de nuevo linealmente (longitud de la línea quebrada simétrica indicada por M3) con un gradiente de  $I_1$ .

## ES 2 329 415 T3

Cuando la corriente  $I_1$  generada por el primer generador 28 de corriente es despreciable en comparación con la corriente de control  $I_{PUMP}$  generada por el dispositivo 16 amplificador de corriente, se obtiene un frente ascendente que es incluso más recto que la línea quebrada ilustrada en la figura 7.

5 Por supuesto en este caso, cuando la corriente  $I_1$  resulta despreciable el gradiente de la primera sección M1 se anula, mientras que los gradientes de las secciones M2 y M3 adoptan sustancialmente el mismo valor; de hecho, como la contribución procedente de la corriente  $I_1$  proporcionada por el primer generador 28 de corriente es despreciable, la corriente  $I_g$  suministrada al terminal puerta del transistor NMOS 12 corresponde a la corriente de bombeo  $I_{PUMP}$  en las secciones M2 y M3. En este caso, el dispositivo 16 amplificador de corriente puede tener la misma configuración de  
10 circuito que se ilustra en la figura 2, y por lo tanto no tener el comparador 56 ni la puerta lógica 58.

En lo que atañe a la generación de frentes descendentes (figura 9), el principio de funcionamiento del dispositivo electrónico 60 durante la conmutación es sustancialmente similar al descrito antes. En este caso, de hecho la lógica de control 24 provoca la desactivación del primer generador 28 de corriente, la desactivación del dispositivo 16 amplificador de corriente y la activación del segundo generador 32 de corriente, que drena una corriente constante  $I_2$  desde el terminal puerta del transistor NMOS 12 a tierra.

Con referencia a la figura 5, el dispositivo electrónico 60 comprende finalmente un condensador 70, que tiene una capacitancia  $C_1$  y está conectado entre la segunda entrada 4 y una cuarta entrada 64, a su vez conectada al terminal  
20 puerta del transistor NMOS 12.

El condensador 70 puede conectarse externamente al dispositivo electrónico 1 de tal forma que permita el ajuste manual de su capacidad  $C_1$  de modo que permita tanto el cambio en el gradiente de los frentes ascendentes y descendentes del potencial  $V_s$ , como también variar la posición del espectro de perturbación electromagnética generado por  
25 los frentes de conmutación, en relación con una frecuencia de referencia.

De hecho, el ajuste de la capacidad  $C_1$  del condensador 70 hace posible configurar el gradiente de los frentes ascendente y descendente de los potenciales de control  $V_s$ , según la relación:

30

$$7) \quad dV_s/dt = I_g / (C_g + C_1)$$

En concreto, resolviendo la ecuación diferencial 7) con respecto al potencial  $V_s$  puede verse que el gradiente del frente ascendente o descendente del potencial  $V_s$  corresponde a  $I_g / (C_g + C_1)$ ; por lo tanto, es obvio que la variación de la capacidad global de la puerta del transistor NMOS 12 se consigue mediante ajustar la capacidad de  $C_1$ , provocando una variación correspondiente en los gradientes de los frentes de conmutación para la tensión  $V_s$ .

40 Ventajosamente, el ajuste de la capacidad  $C_1$  también hace posible desplazar adecuadamente el espectro SP de perturbación electromagnética generado por el dispositivo electromagnético 1, a lo largo del eje de frecuencias (figura 10). Por ejemplo, mediante incrementar la capacidad  $C_1$  del condensador 70 se puede incrementar el retardo de conmutación del transistor NMOS 12, provocando un desplazamiento en el espectro SP' (mostrado por una línea de trazos en la figura 10) hacia frecuencias inferiores.

45 Por lo tanto, mediante ajustar la capacidad  $C_1$  del condensador externo 70 es posible posicionar el pico mínimo P1 para el espectro SP de perturbación electromagnética generado por el dispositivo electrónico 60 en relación con una banda de frecuencia utilizada por los sistemas electrónicos presentes a bordo del vehículo (mostrado en la relación P1' en la figura 10), de ese modo reduciendo al mínimo las condiciones de interferencia provocadas por estas perturbaciones electromagnéticas.

En una realización diferente, no ilustrada, el condensador 70 está conectado entre una entrada ajustada a un potencial de referencia, por ejemplo un potencial tierra o un potencial predeterminado, y una cuarta entrada 64.

55 Las ventajas del dispositivo electrónico 60 son obvias. Gracias a la nueva configuración de las conexiones del dispositivo 16 amplificador de corriente, este genera frentes ascendentes/descendentes para el potencial de control  $V_s$ , que tienen un perfil sustancialmente lineal carente de discontinuidades, provocando por lo tanto una gran reducción en las perturbaciones electromagnéticas. En el caso que nos ocupa, una disminución en el gradiente y el redondeo de los frentes, provocan una reducción en las emisiones electromagnéticas radiadas.

60 Además de esto, la presencia del condensador externo 70 hace posible calibrar la posición del espectro de perturbación emitido, en relación con la "banda" útil utilizada por los sistemas electrónicos a bordo del vehículo, añadiéndose al gradiente de los frentes de conmutación para el potencial de control  $V_s$ .

65 Así, a través del análisis del espectro de emisión de las señales es posible prever el impacto de una característica de conmutación concreta del dispositivo electrónico, sobre un sistema electrónico en el vehículo, y definir desde el principio la mejor calibración específica a implementar para respetar los límites de interferencia para los otros componentes electrónicos en el vehículo, definidos por los estándares.

## ES 2 329 415 T3

Finalmente, es evidente que puede hacerse modificaciones y variaciones al dispositivo 60 descrito e ilustrado aquí, sin por ello salirse del alcance de esta invención, que se define mediante las reivindicaciones anexas.

De acuerdo con la primera variación que no se ilustra, las conexiones del terminal de control 41 y el primer terminal 40 de alimentación se intercambian para invertir así sus potenciales correspondientes.

En concreto, el terminal de control 41 del dispositivo 16 amplificador de corriente, es conectado directamente al segundo terminal de entrada 4 ajustado al potencial  $V_{BAT}$  de manera que el potencial  $V_{CAP}$  toma el valor  $V_{CAP} = V_{BAT}$ , mientras que el primer terminal de alimentación 40 es conectado a la salida del control 8 de manera que su potencial  $V_{AL}$  toma un valor igual al del potencial de control  $V_s$ .

De manera completamente análoga a la configuración de circuito del dispositivo electrónico 60 descrito arriba, esta configuración de circuito hace posible obtener un perfil lineal para los frentes ascendentes/descendente del potencial de control  $V_s$ .

De hecho, en este caso las ecuaciones que describen la corriente  $I_g$  suministrada al terminal puerta del transistor NMOS 12 son las siguientes:

$$8) \quad I_g \cong I_1 + v_{gs} C_{gs} (V_{AL} + V_{CAP} - 2V_d - V_g)$$

De acuerdo con la variación mencionada, los potenciales  $V_{AL}$  y  $V_{CAP}$  se invierten adoptando respectivamente los valores  $V_{AL} = V_s = V_g - V_{gsth}$  y  $V_{CAP} = V_{BAT}$

Mediante sustituir las nuevas expresiones para  $V_{AL}$  y  $V_{CAP}$  en la ecuación 8, se obtiene la siguiente ecuación:

$$9) \quad I_g \cong I_1 + v_{gs} C_{gs} (V_g - V_{gsth} + V_{BAT} - 2V_d - V_g)$$

en la que, de forma similar a la ecuación 5) descrita arriba, se anula la dependencia entre la corriente  $I_g$  y el potencial  $V_g$  presente en el segundo miembro,

$$10) \quad I_g \cong I_1 + v_{gs} C_{gs} (V_{BAT} - V_{gsth} - 2V_d)$$

A continuación, sustituyendo la expresión 10) por la corriente  $I_g$  en la siguiente ecuación diferencial

$$11) \quad dV_g/dt = I_g/C_g$$

y resolviendo 11) para la variable  $V_g$  asociada con el potencial  $V_g$  se encuentra, de forma completamente similar a la solución descrita arriba, que el potencial de salida  $V_s$  adopta ventajosamente un perfil sustancialmente lineal que tiene un gradiente constante tanto para los frentes ascendentes como para los frentes descendentes.

### Referencias citadas en la descripción

La lista de referencias citadas por el solicitante es solo para comodidad del lector. No forma parte del documento de Patente Europea. Aunque se ha tomado especial cuidado en recopilar las referencias, no pueden descartarse errores u omisiones y la EPO rechaza toda responsabilidad a este respecto.

### Documentos de patentes citados en la descripción

- US 6 441 557 B [0002]

# ES 2 329 415 T3

## REIVINDICACIONES

1. Dispositivo electrónico (60) para el control de por lo menos una utilidad eléctrica (10) en un vehículo, que comprende una primera entrada (2) que recibe una señal de control ( $S_p$ ), una segunda entrada (4) ajustada a un primer potencial de referencia ( $V_{BAT}$ ), una tercera entrada (6) ajustada a un segundo potencial de referencia ( $V_{GND}$ ), una salida de control (8) sobre la que se proporciona un potencial de control ( $V_s$ ) para la mencionada utilidad eléctrica (10), comprendiendo además el dispositivo electrónico (60):

- medios de conmutación (12) localizados entre la segunda entrada (4) y la mencionada salida de control (8) y provistos con un terminal de control capaz de recibir una primera corriente predeterminada ( $I_1$ ,  $I_2$ ) y una corriente de bombeo ( $I_{PUMP}$ ),

- medios (16) de amplificador de corriente, que comprenden un primer terminal (34) de entrada que recibe la mencionada señal de control ( $S_p$ ), un terminal de salida (36) que proporciona la mencionada corriente de bombeo ( $I_{PUMP}$ ), el primer terminal de alimentación (40) ajustado a un tercer potencial ( $V_{AL}$ ), un segundo terminal de alimentación (42) ajustado al segundo potencial de referencia ( $V_{GND}$ ), un terminal de control (41) ajustado a un cuarto potencial ( $V_{CAP}$ ), medios de conmutación (48) que reciben la mencionada señal de control ( $S_p$ ) y generan sobre su propia salida un quinto potencial de referencia ( $V_{COM}$ ) que puede ser conmutado en base a la mencionada señal de control ( $S_p$ ), entre el mencionado tercer potencial ( $V_{AL}$ ) presente en el mencionado primer terminal (40) de alimentación y el segundo potencial de referencia ( $V_{GND}$ ) presente en el mencionado segundo terminal de alimentación (42), y teniendo el condensador (50) un primer terminal ajustado al mencionado quinto potencial de referencia ( $V_{COM}$ ) y un segundo terminal conectado a un nodo intermedio (45) localizado entre el mencionado terminal de salida (36) y el mencionado terminal del control (41),

el mencionado dispositivo electrónico (60) estando **caracterizado** porque el mencionado primer terminal (40) de alimentación del mencionado terminal (41) de control para el medio (16) amplificador de corriente, está conectado a la segunda entrada de alimentación (4) y a la mencionada salida de control (8), de manera que el tercer potencial ( $V_{AL}$ ) y el cuarto potencial ( $V_{CAP}$ ) toman el mencionado primer potencial ( $V_{BAT}$ ) de alimentación y el mencionado potencial de control ( $V_s$ ) respectivamente en una primera configuración de circuito, o el mencionado potencial de control ( $V_s$ ) y el mencionado primer potencial de alimentación ( $V_{BAT}$ ) respectivamente en una segunda configuración de circuito, donde un comparador (56) en el amplificador de corriente (16) desactiva o activa el mencionado amplificador (16) de corriente.

2. Dispositivo electrónico según la reivindicación 1, **caracterizado** porque comprende una cuarta entrada (64) conectada al mencionado terminal de control del mencionado medio (12) de conmutación y medios capacitivos (70) conectados entre la mencionada cuarta entrada (64) y la mencionada segunda entrada (4).

3. Dispositivo electrónico según la reivindicación 2, **caracterizado** porque el mencionado medio capacitivo (70) comprende por lo menos un condensador que tiene capacidad ajustable.

4. Dispositivo electrónico según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, **caracterizado** porque el mencionado medio (16) amplificador de corriente comprende medios (56) de comparador que tienen una primera entrada conectada al mencionado terminal de control (41), la segunda entrada ajustada a un potencial de referencia ( $V_{RIF}$ ), y una salida que puede proporcionar una señal lógica ( $S_L$ ) que puede conmutarse entre el primer nivel lógico cuando el mencionado potencial de referencia ( $V_{RIF}$ ) es menor que el mencionado cuarto potencial ( $V_{CAP}$ ), y un segundo nivel lógico cuando el mencionado potencial de referencia ( $V_{RIF}$ ) es mayor que el mencionado cuarto potencial ( $V_{CAP}$ ), y medios (58) de control lógico capaces de ordenar la inhibición del mencionado medio (16) amplificador de corriente cuando la mencionada señal lógica ( $S_L$ ) está al primer nivel lógico, y la activación del mencionado medio (16) amplificador de corriente cuando la mencionada señal de comparación está al segundo nivel lógico.

5. Dispositivo electrónico según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, **caracterizado** porque la mencionada primera corriente predeterminada ( $I_1$ ) tiene un valor despreciable en comparación con la mencionada corriente de bombeo ( $I_{PUMP}$ ) generada por el mencionado medio (16) amplificador de corriente.

6. Dispositivo electrónico según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, **caracterizado** porque el mencionado medio (16) amplificador de corriente genera una corriente de bombeo ( $I_{PUMP}$ ) igual a la mencionada primera corriente predeterminada ( $I_1$ ).

7. Dispositivo electrónico según cualquiera de las reivindicaciones 4 y 6, **caracterizado** porque el mencionado medio de conmutación (12) comprende por lo menos un transistor NMOS.

8. Dispositivo electrónico según la reivindicación 7, **caracterizado** porque el mencionado medio (16) amplificador de corriente comprende medios de conmutación (43, 47) localizados entre el mencionado terminal de control (41) y el mencionado terminal de salida (36), siendo la mencionada tensión de referencia ( $V_{RIF}$ ) sustancialmente igual a la suma de la tensión umbral ( $V_{gsth}$ ) del mencionado transistor NMOS y la caída de tensión ( $V_d$ ) en el mencionado medio de conmutación (43, 47).

## ES 2 329 415 T3

9. Dispositivo electrónico según cualquiera de las reivindicaciones precedentes, **caracterizado** porque la mencionada señal de control ( $S_p$ ) es una señal PWM.

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65



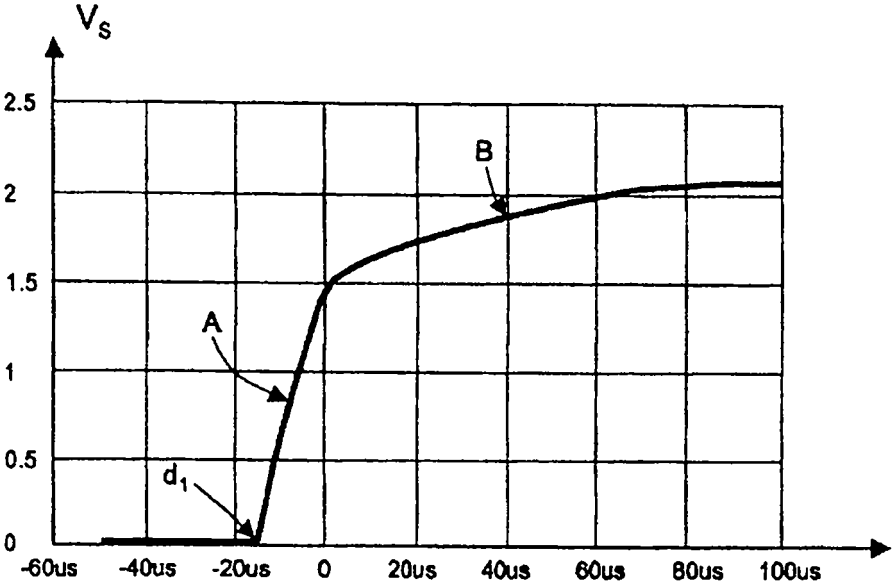


Fig.3

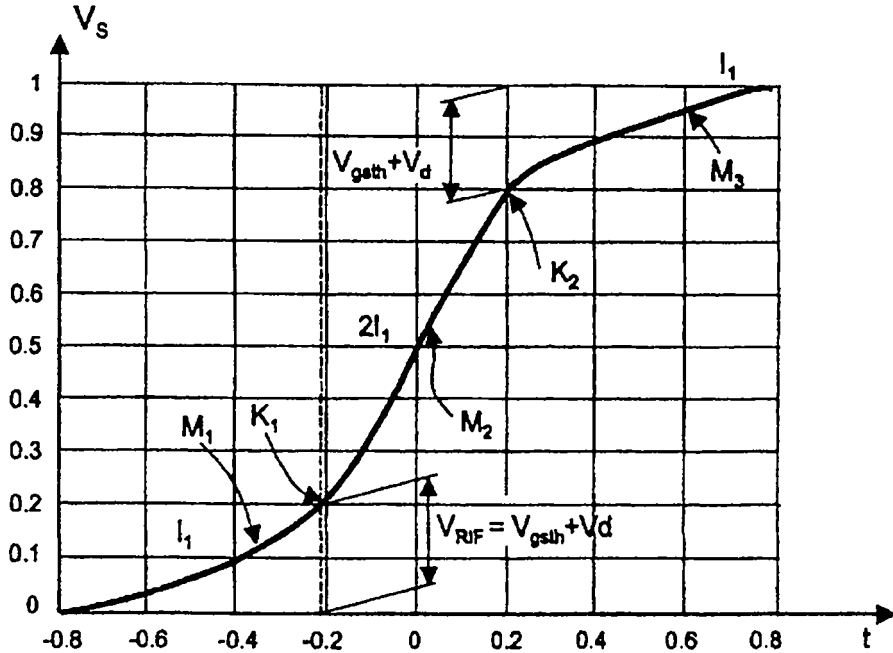


Fig.7



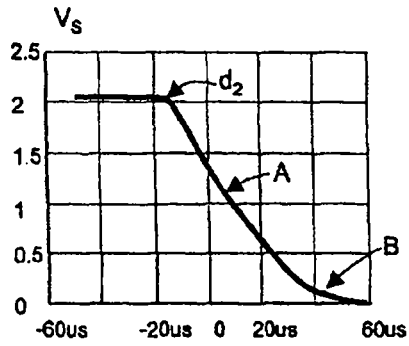


Fig.4

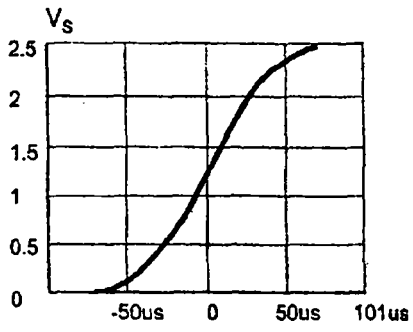


Fig.8

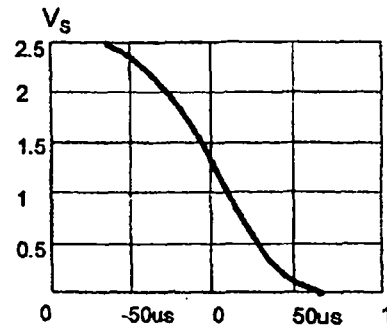


Fig.9

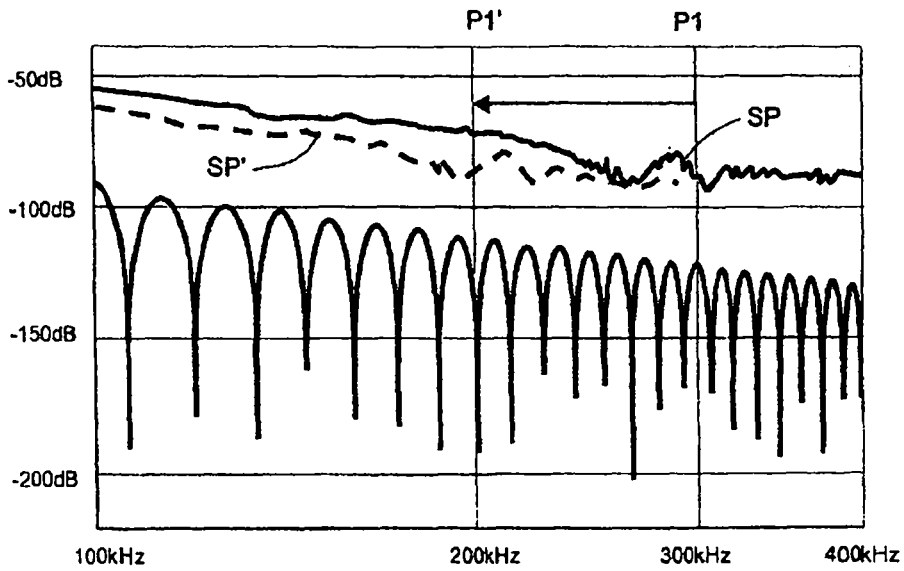


Fig.10