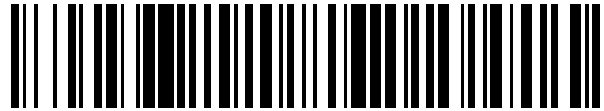


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 425 049**

51 Int. Cl.:

H03K 17/16 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **04.01.2007 E 07718323 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **15.05.2013 EP 1977514**

54 Título: **Control de un transistor MOS**

30 Prioridad:

23.01.2006 FR 0600571

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
11.10.2013

73 Titular/es:

**VALEO EQUIPEMENTS ELECTRIQUES MOTEUR
(100.0%)
2, RUE ANDRÉ BOULLE
94046 CRETÉIL, FR**

72 Inventor/es:

DOFFIN, HUGUES

74 Agente/Representante:

LINAGE GONZÁLEZ, Rafael

ES 2 425 049 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

Control de un transistor MOS

5 La presente invención se refiere al control de un transistor, y de manera más particular a un dispositivo de control de un transistor de potencia (MOSFET). En el documento US 6194884 B1 se ofrece un ejemplo de un dispositivo de este tipo.

10 Un dispositivo de control de este tipo se aplica por ejemplo en el marco de la carga de baterías en paralelo. Tal y como se ilustra en la figura 1, una unidad de control 1 dirige la carga de las baterías 2 y 3 por medio de transistores MOS de potencia 4 y 5 cuyos caminos de conducción están dispuestos en serie. La batería 2 está, por ejemplo, conectada a un alternador 6, arrancador o alterno-arrancador, y la batería 3 a unas cargas no representadas, como una red de a bordo. La batería 3 está conectada en paralelo con la batería 2 por medio de los transistores 4 y 5, encontrándose el transistor 4 dispuesto en el lado de la batería 2 y encontrándose el transistor 5 dispuesto en el lado de la batería 3. Estos transistores están controlados por la unidad de control 1, como unos interruptores, por ejemplo en base a una señal de control externa. Los transistores 4 y 5 están montados de tal modo que sus diodos parásitos estén dispuestos al revés con sus cátodos girados respectivamente hacia la batería 2 y hacia la batería 3. De este modo, cuando los dos transistores están en el estado bloqueado (abierto), ninguna corriente puede circular de una batería hacia la otra.

20 Para cargar la batería 3 mediante el alternador 6, la unidad de control 1 debe conmutar el transistor 4 en el estado conductor (cerrado). El transistor 5 se mantiene en el estado abierto, impidiendo su diodo parásito la circulación inversa de la batería 3 hacia la batería 2. La corriente de carga que libera el alternador 6 permite cargar la batería 2 y pasa por el diodo interno del transistor 5 hacia la batería 3, provocando una caída de tensión importante, del orden de 0,7 V, a causa de la tensión de umbral del diodo. Por lo tanto, las dos baterías 2, 3 no se cargan con la misma tensión, estando la batería 2 más cargada que la batería 3 en ese momento.

30 Ahora bien, por un lado, la tensión en los terminales de la batería 3 debe ser mayor que la tensión mínima de carga, alrededor de 13 V, para poder recargarla, sino esta se deteriora. Por otro lado, es necesario imponer en los terminales de la batería 2 una tensión inferior a la tensión máxima de carga, alrededor de 15 V, si no también se deteriora.

35 Para cumplir con las dos condiciones, hay que recargar las dos baterías con la misma tensión por medio del alternador o alterno-arrancador 6.

Además, las pérdidas en el diodo interno del transistor, iguales al producto de la tensión umbral y de la corriente que atraviesa el diodo, son importantes, lo que provoca un calentamiento o en el peor de los casos un deterioro del transistor 5.

40 La presente invención tiene, en particular, como objetivo resolver estos inconvenientes, esto es reducir las pérdidas de julios y recargar correctamente las dos baterías en paralelo.

La invención propone un dispositivo de control de un transistor que permite limitar las pérdidas de julios y reducir la caída de tensión en los terminales del transistor.

45 La invención también propone un dispositivo de control de un transistor de potencia formado por un canal que comprende una compuerta, una fuente y un drenaje, comprendiendo dicho dispositivo:

50 - un dispositivo de amplificación que emite una señal de control de salida para controlar la compuerta del transistor de potencia, comprendiendo dicho dispositivo de amplificación:

- una primera entrada conectada al drenaje del transistor, formando el conjunto una primera porción de circuito; y

55 - una segunda entrada conectada a la fuente del transistor, formando el conjunto una segunda porción de circuito.

De conformidad con la invención, el dispositivo de control comprende:

60 un bucle de realimentación con al menos una resistencia (R18) de la salida hacia una de las primera y segunda entradas (NEG, POS); y

65 un medio para producir una corriente de polarización (I1, I2), inyectándose dicha corriente en una de dichas primera y segunda entradas (NEG, POS) de tal modo que se provoque un desplazamiento de la medición de tensión drenaje-fuente y se conserve un régimen de funcionamiento lineal de dicha señal de control de salida, antes de que abra el transistor;

caracterizado porque el dispositivo de control comprende un mismo número N de uniones semiconductoras en la

primera y en la segunda porciones de circuito, siendo N un entero al menos igual a 1, y la(s) unión (uniones) en la primera porción de circuito es del mismo tipo que la(s) de la segunda porción de circuito.

5 De este modo, tal y como se verá en detalle, se limitan las pérdidas en el transistor por medio del control en régimen lineal y se obtiene un desplazamiento de medición muy pequeño y bien controlado en temperatura gracias al mismo número de uniones.

10 En diferentes modos de realización no excluyentes del dispositivo de control, eventualmente se puede recurrir, además, a una y/o a otra de las siguientes disposiciones:

10 - El dispositivo de control comprende, además, dos medios para producir dos corrientes de polarización, inyectándose las dos corrientes en las entradas del dispositivo de amplificación.

15 - El dispositivo de control comprende, además, un dispositivo de protección en la primera porción de circuito.

- El dispositivo de control comprende, además, un dispositivo de protección en la segunda porción de circuito.

20 - Las dos corrientes de polarización atraviesan respectivamente los dispositivos de protección de la primera y de la segunda porciones de circuito.

- La corriente de polarización está integrada en el dispositivo de amplificación.

- El dispositivo de control comprende, además, un dispositivo de protección en el bucle de realimentación.

25 - Un dispositivo de protección comprende un diodo.

- Un dispositivo de protección comprende un interruptor.

30 - Las corrientes de polarización se realizan mediante un espejo de corriente.

- Las corrientes de polarización son iguales.

- Las corrientes de polarización son diferentes.

35 - La primera entrada del dispositivo de amplificación es la entrada negativa y la segunda entrada es la entrada positiva.

40 - El dispositivo de amplificación comprende una primera etapa de amplificación para amplificar la tensión de entrada del dispositivo de amplificación.

- La corriente de polarización atraviesa la primera etapa de amplificación.

45 - El dispositivo de amplificación comprende, además, una segunda etapa de amplificación para amplificar la tensión de la primera etapa de amplificación.

- El dispositivo de amplificación comprende, además, una tercera etapa de amplificación que comprende una ganancia de corriente importante de tal modo que controle rápidamente al transistor.

50 - Dicha tercera etapa de amplificación comprende un circuito de descarga rápida del transistor.

- El circuito de descarga comprende unos medios para descargar hasta prácticamente cero la compuerta del transistor.

55 - Dicha tercera etapa de amplificación comprende un circuito de carga del transistor.

- El dispositivo de amplificación comprende, además, una etapa adicional de control para controlar en todo o nada un transistor de potencia.

60 - La etapa de control todo o nada utiliza la tercera etapa de amplificación.

- El dispositivo de control se realiza en un circuito integrado que comprende o no dicho transistor de potencia.

65 La invención también se refiere a un sistema de gestión de dos baterías para vehículo automóvil, que comprende una unidad de control que comprende un dispositivo de control de transistor de potencias, estando destinada dicha unidad a colocar en paralelo las baterías, caracterizándose el dispositivo de control de acuerdo con una de las características anteriores.

- El dispositivo de control en el sistema de gestión de batería comprende un control de un transistor de potencia todo o nada.

5 La invención también se refiere a un puente de potencia para máquina eléctrica rotativa que comprende unos transistores de potencia asociados a unas fases de un estátor de dicha máquina, controlándose cada transistor mediante un dispositivo de control de acuerdo con una de las características anteriores.

10 La invención también se refiere a una máquina eléctrica rotativa que comprende un dispositivo de control de un transistor de potencia de acuerdo con una de las características anteriores.

- El transistor de potencia de la máquina eléctrica rotativa permite dirigir dicha máquina en modo motor.

15 Se mostrarán otras particularidades y ventajas de la presente invención en la descripción que viene a continuación de unos ejemplos de realización no excluyentes, en referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

- la figura 1, que ya se ha descrito, es un esquema de un primer ejemplo de aplicación en el cual se puede utilizar un dispositivo de acuerdo con la invención;

20 - la figura 2 es un primer esquema funcional del dispositivo de acuerdo con la invención;

- la figura 3 es un segundo esquema funcional del dispositivo de acuerdo con la invención;

25 - la figura 4 es un esquema de un ejemplo de realización de un dispositivo de control del dispositivo de control de acuerdo con la invención;

- la figura 5 es un esquema simplificado del ejemplo de realización de la figura 4;

30 - la figura 6 representa una curva de la tensión compuerta-fuente en función de la tensión drenaje-fuente de un transistor controlado por el dispositivo de control de acuerdo con la figura 5; y

- la figura 7 representa dos curvas esquemáticas de la corriente drenaje-fuente y de la tensión drenaje-fuente de un transistor controlado por el dispositivo de control de acuerdo con la figura 5, en función de un tiempo de conmutación del transistor;

35 - la figura 8 es un tercer esquema funcional del dispositivo de acuerdo con la invención;

- la figura 9 es un esquema de un ejemplo de realización de un dispositivo de control de acuerdo con la invención;

40 - la figura 10 es un esquema de un segundo ejemplo de aplicación en el cual se puede utilizar un dispositivo de acuerdo con la invención.

El dispositivo de control 10 de un transistor se puede aplicar en el dispositivo de carga de batería que se ilustra en la figura 1.

45 En la siguiente descripción, este se describe en el marco de esta aplicación. Por supuesto, dicha aplicación no es más que un ejemplo de aplicación no excluyente para dicho dispositivo de control. Se puede utilizar dicho dispositivo en otras aplicaciones tal y como se verá de manera detallada más adelante.

50 Se instala el dispositivo de control 10 para controlar de manera autónoma el segundo transistor 5, controlándose el primer transistor 4 mediante una señal externa, con control todo o nada. En un modo no excluyente, el transistor 5 es un transistor MOSFET. Lo mismo sucede con el transistor 4.

De acuerdo con el primer esquema funcional de la figura 2, el dispositivo de control 10 comprende:

55 - un dispositivo de amplificación 15 para controlar la compuerta del transistor 5 a través de una señal de control de salida;

60 - un bucle de realimentación 16 de la salida del dispositivo de amplificación hacia una de sus entradas, hay que señalar que este bucle de realimentación puede no estar en la salida, sino en el interior del dispositivo de amplificación. Este segundo modo permite estabilizar mejor el circuito del dispositivo de amplificación 15;

- al menos una corriente de polarización I1; y

65 - una primera resistencia R9.

A continuación se describen estos elementos de manera más detallada.

● Dispositivo de amplificación 15

5 El dispositivo de amplificación 15 comprende:

- una primera entrada NEG (-) conectada al drenaje del transistor a través de una primera resistencia R9, formando el conjunto una primera porción de circuito;

10 - una segunda entrada POS (+) conectada a la fuente del transistor, a través aquí de un punto N conectado a una unidad de control 1.

En un modo de realización no excluyente, la primera entrada NEG del dispositivo de amplificación 15 es la entrada negativa, y la segunda entrada POS es la entrada positiva.

15 En un modo alternativo, esto puede ser a la inversa. En ese caso, el bucle de realimentación 16 comprende un inversor.

● Bucle de realimentación 16

20 En un ejemplo de realización no excluyente, el bucle de realimentación comprende:

- una primera resistencia R9;

25 - una segunda resistencia R18.

En un modo de realización no excluyente, el bucle de realimentación 16 se acopla a la entrada negativa NEG del dispositivo de amplificación 15. Este bucle de realimentación permite controlar la función de transferencia del dispositivo de amplificación 15, en particular la ganancia, reinyectando una corriente de realimentación Iret.

30 En un modo de realización no excluyente, dicho bucle 16 comprende, además, un diodo de protección D9 frente a una elevada tensión de drenaje, aquí, 12 V, y frente a una corriente de fuga procedente del drenaje y que corre el riesgo de descargar la batería 3.

35 ● Corriente de polarización

La corriente de polarización I1 se acopla a una de las entradas del dispositivo de amplificación 15. En un modo de realización no excluyente existen dos corrientes de polarización I1, I2 acopladas respectivamente a las dos entradas NEG, POS del dispositivo de amplificación 15.

40 Además, en un modo preferente de realización, no excluyente, las corrientes de polarización I1, I2 se integran dentro del dispositivo de amplificación 16, tal y como se indica en la figura 3. De este modo estas también se van a utilizar para la amplificación que lleva a cabo el dispositivo de amplificación 15 tal y como se verá de manera más detallada más adelante. De este modo, no es necesario añadir un circuito externo.

45 En un modo de realización no excluyente, las corrientes de polarización I1, I2 se realizan mediante dos fuentes de corriente.

50 En otro modo alternativo, dichas corrientes se pueden realizar mediante una resistencia conectada a un potencial fijo.

● Resistencia R9

55 Las corrientes de polarización I1, I2 permiten en combinación con la resistencia R9 llevar a cabo un desplazamiento de la medición de tensión drenaje-fuente para que el dispositivo de amplificación 15 abra (tensión compuerta-fuente nula Vgs) el transistor 5 cuando su tensión drenaje-fuente es nula Vds. De este modo, para obtener este desplazamiento de tensión, se hace que varíen o bien las corrientes de polarización, o bien el valor de la resistencia R9.

60 Para la aplicación en batería, en un ejemplo de realización, el desplazamiento de la medición de tensión se sitúa entre 30 mV y 40 mV, tal y como se verá de manera detallada más adelante. Hay que señalar que esta resistencia R9 puede ser igual a cero. En este caso, el bucle de realimentación se encuentra en el interior del dispositivo de amplificación tal y como se verá a continuación de manera detallada en un tercer esquema funcional que se ilustra en la figura 8.

65 ● Dispositivo de protección D

En un modo preferente de realización no excluyente, el dispositivo de control 10 comprende, además, un dispositivo de protección D acoplado a una entrada del dispositivo de amplificación 15 para impedir el paso de una corriente de fuga del drenaje dentro del bucle de realimentación 16 y dentro del dispositivo de amplificación 15.

5 Un dispositivo de protección D puede comprender:

- O bien, en un modo de realización no excluyente, tres diodos D4, D3, D9 respectivamente en cada una de las entradas NEG, POS antes del punto B (punto que une la primera resistencia R9 con la primera entrada NEG del dispositivo de amplificación), y el bucle de realimentación 16, tal y como se ilustra en la figura 3.

- O bien un interruptor (no representado) que sustituye cada diodo mencionado con anterioridad.

- O bien únicamente un interruptor en la primera porción de circuito, entre el drenaje y la primera resistencia R9. Este interruptor combinado con la corriente de polarización I1 que sale del dispositivo de amplificación 15 y que va hacia el drenaje permite realizar la siguiente función:

- Cuando el interruptor está cerrado, el sistema funciona como el montaje que se describe en la figura 3.

- Cuando el interruptor está abierto, la corriente de polarización que ya no puede atravesar la primera porción de circuito permite abrir el MOS ya que el potencial en la entrada negativa NEG se vuelve superior al potencial en la entrada positiva POS del dispositivo de amplificación 15.

Hay que señalar que dichos diodos D4, D3, D9 se sitúan allí donde hay corrientes de fuga cuando el dispositivo está apagado. De este modo, la disposición de la figura 3 es un caso preferente entre los demás. Por ejemplo, se podría tener los diodos D4, D3 directamente conectados a la fuente y al drenaje del transistor 5 tras el nudo B (antes o después de la resistencia R9), mientras que el bucle de realimentación 16 estaría directamente conectado al dispositivo de amplificación 15.

También se podrían sustituir los diodos por unos transistores MOSFET.

Las dos corrientes de polarización I1, I2, que atraviesan respectivamente los dos diodos D4, D3 conectados a las dos entradas NEG, POS del dispositivo de amplificación 15.

En un primer modo de realización, se regulan las corrientes de polarización de tal modo que se tengan las mismas tensiones de conducción en dichos diodos y en los transistores T2 y T1 (que se describen más adelante) del dispositivo de amplificación 15 de tal modo que dichos diodos y el dispositivo de amplificación 15 no induzcan un desplazamiento de tensión. De este modo, se suprime el desplazamiento « offset » complementario que desplazaría más la medición de tensión drenaje-fuente del transistor 5. Este *offset* complementario no controlado podría en efecto inducir un error en la tensión drenaje-fuente que se desea obtener. Se puede, por ejemplo, tomar unas corrientes de polarización I1 e I2 idénticas y constantes para cualquier tensión de alimentación del dispositivo de control y los diodos D3 y D4 idénticos.

En un segundo modo de realización, se regulan las corrientes de polarización de tal modo que se tenga esta vez un desplazamiento « offset » complementario controlado que varía en función de la temperatura de los diodos y del dispositivo de amplificación 15 (en particular los transistores T1 y T2 que se describen más adelante).

Este desplazamiento se selecciona en función de la variación de temperatura de la resistencia interna del transistor MOS 5. Este se selecciona de tal modo que aumente cuando la temperatura aumenta. Este segundo modo permite obtener de este modo un funcionamiento en modo lineal antes de que se abra el transistor MOS 5, incluso a temperaturas elevadas ya que el transistor tiene su resistencia interna la cual aumenta con la temperatura. En consecuencia, se adelanta el instante en el que se descarga la compuerta del transistor 5. De este modo la compuerta del transistor 5 tiene tiempo para descargarse correctamente antes de que la corriente se invierta en dicho transistor 5. De este modo, se limitan los parásitos electromagnéticos. Se puede, por ejemplo, tomar unas corrientes de polarización I1 e I2 diferentes y los diodos D3 y D4 idénticos.

De este modo, el control de la compuerta en régimen lineal es más eficaz que el control en todo o nada. Pues uno de los problemas del control todo o nada mediante un comparador es que cuando el transistor es conductor y la corriente drenaje-fuente I_{ds} es baja, la tensión drenaje-fuente se vuelve muy baja lo que da lugar a:

- o bien unas oscilaciones, ya que está en el límite del *offset* del comparador;

- o bien una corriente que puede circular desde la batería 3 hasta la batería 2.

Se evitan las oscilaciones controlando la compuerta del transistor de tal modo que su canal se adapte a la corriente drenaje-fuente I_{ds} que lo atraviesa.

Así pues, gracias a los diodos D3 y D4, y eventualmente a las corrientes de polarización I1 e I2 asociadas (caso de la figura 2, por ejemplo, en el que las corrientes son externas al dispositivo de amplificación 15) se obtiene un número N igual de uniones semiconductoras entre las entradas drenaje y fuente del transistor 5 y la primera etapa del dispositivo de amplificación 15. Por lo tanto, aquí $N = 1$. Esto permite por lo tanto tener un desplazamiento de medición tensión drenaje-fuente muy pequeño (del orden de 40 mV) con respecto a la tensión de un diodo (del orden de 0,7 V). Se tienen, por lo tanto, menos pérdidas de julios y, por consiguiente, un mejor rendimiento de la máquina. Hay que señalar que N puede ser igual a 0 en el caso en el que no haya diodos de protección D3 y D4, sino únicamente la resistencia R9 con al menos la corriente de polarización I1. Incluso en este caso, se tiene un número igual de uniones.

Además, al seleccionar unos componentes del mismo tipo en las dos entradas (diodo D4-diodo D3 y corriente I1-corriente I2), se los puede seleccionar fácilmente con las mismas características y, por lo tanto, obtener una buena simetría en las dos entradas. Esto permite regular con facilidad el desplazamiento de medición de tensión drenaje-fuente, ya sea en función de la temperatura (cuando I1 es diferente de I2), ya sea en un valor constante dado (I1 igual a I2).

Como consecuencia, gracias al número igual de uniones semiconductoras y a esta simetría (componentes del mismo tipo), resulta fácil seleccionar el desplazamiento de medición con un valor muy bajo sin que intervengan tensiones de desplazamientos complementarios procedentes de dichos componentes seleccionados y generados por las derivas de temperatura.

La figura 4 presenta un ejemplo de realización no excluyente del dispositivo de control 10 y sus elementos mencionados con anterioridad. De este modo, se describen sus elementos de manera detallada a continuación de acuerdo con este ejemplo de realización.

● Dispositivo de amplificación 15

El dispositivo de amplificación 15 comprende:

- una primera etapa de amplificación PD;
- una segunda etapa de amplificación AS; y
- una tercera etapa de amplificación AT.

Estos tres elementos se describen de manera detallada a continuación.

● Primera etapa de amplificación PD:

Permite amplificar la tensión de entrada V_{in} del dispositivo de amplificación 15, esto es la tensión drenaje-fuente más la tensión en los terminales de la primera resistencia R9.

La primera etapa PD comprende dos transistores T1, T2 cuyas bases están conectadas entre sí. Esto, con el fin de hacer que esta primera etapa sea simétrica, de tal modo que no haya desplazamientos entre las tensiones base-emisor más tensión diodo de las ramas de los dos transistores y diodos asociados D4, D3.

En un modo de realización no excluyente, estos transistores son unos transistores bipolares y NPN. Se los puede seleccionar de acuerdo con la tecnología PNP si se desea.

En otro modo alternativo, estos transistores son unos JFETS.

Por otra parte, en un modo de realización no excluyente, las corrientes de polarización I1, I2 atraviesan la primera etapa PD, tal y como se ilustra en la figura 4.

Así pues, los emisores de los transistores T1, T2 de la primera etapa envían las corrientes de polarización I1, I2 a los diodos D4, D3 del dispositivo de protección D.

Esto presenta las siguientes ventajas:

- Permite obtener una fuerte corriente en la entrada de la etapa PD, del orden de 100 μA para la aplicación de batería en particular. De este modo, esto simplifica el esquema del dispositivo de amplificación, ya que no es necesario amplificar la corriente al mismo tiempo que la tensión de entrada V_{in} (al ser necesaria una gran corriente para controlar el transistor 5, del orden de 1 A), y por lo tanto no es necesario tener unos componentes adicionales para amplificar dicha corriente;

- Por otra parte, se utiliza la misma corriente para hacer el desplazamiento « offset » de tensión y la amplificación de la tensión de entrada V_{in} (encontrándose en parte una corriente de polarización I_2 en la resistencia R_9). Se evita de este modo un excesivo consumo de corriente que intervendría si se hubieran tomado dos corrientes distintas;

5 - El hecho de utilizar una fuerte corriente para la entrada del dispositivo de amplificación 15 evita que sea sensible a los parásitos causados por las porciones de circuito entre el transistor 5 y el dispositivo de control 10, evitando de este modo tener unos componentes adicionales de filtrado como una capacidad de filtrado; y

10 - Gracias a la fuerte corriente, la resistencia dinámica de los diodos D_4 , D_3 es más baja, por lo tanto la respuesta en frecuencia de la etapa PD es más rápida de tal modo que el montaje del dispositivo de control en su conjunto es más rápido.

Hay que señalar que el par diferencial PD comprende, además, en un modo de realización no excluyente:

15 - un diodo D_{10} conectado entre el colector y la base del primer transistor T_1 de la primera etapa el cual permite evitar la saturación de T_1 que podría provocar un retardo en el ascenso de la tensión del colector.

• Segunda etapa de amplificación AS:

20 La segunda etapa de amplificación AS permite amplificar de nuevo la tensión de entrada $V_{in} = V_{ds} + R_9 * (I_1 + I_{ret})$. Esta permite, de este modo, aumentar la ganancia de tensión.

Dicha segunda etapa AS comprende en un modo de realización no excluyente:

25 - un tercer transistor T_{29} ;

- una fuente de corriente para polarizar el transistor T_{29} .

30 Este tercer transistor T_{29} permite limitar la tensión de salida V_c de la primera etapa (tensión del colector de T_1). En un ejemplo no excluyente, este límite se fija en 0,7 V.

De este modo, si se tiene una tensión drenaje-fuente V_{ds} entre -1 V y -0,04 V, la tensión de salida V_c de la primera etapa PD varía entre -1 V y 0,7 V (sin diodo D_4), y entre -0,3 V y 0,7 V (con la presencia del diodo D_4).

35 Se puede observar, por lo tanto, que con el diodo de protección D_4 , la tensión de salida V_c está más próxima a la tensión V_{be} (aproximadamente igual a 0,7 V) del tercer transistor T_{29} de tal modo que cuando este transistor T_{29} pasa de un estado a otro (abierto/cerrado), lo hace más rápidamente. Esta ganancia en rapidez se traslada al control del transistor 5.

40 Hay que señalar que se puede introducir una capacidad C_8 entre la base del tercer transistor T_{29} y la compuerta del transistor 5 para estabilizar las últimas etapas de amplificación entre las que se encuentra esta.

45 Hay que señalar que la fuente de corriente se puede realizar mediante un espejo de corriente T_{28} - T_{27} - R_{14} con las ventajas que se mencionan más adelante, con dos resistencias R_{21} , R_{22} asociadas para atenuar las diferencias entre los componentes del espejo.

• Tercera etapa de amplificación AT:

50 La tercera etapa de amplificación AT permite emitir una corriente de salida suficiente para cargar o descargar rápidamente la compuerta G del transistor 5. De este modo, dicha tercera etapa comprende unos medios para descargar DECH hasta prácticamente cero la compuerta G del transistor 5, esto, con el fin de tener la seguridad de que el transistor 5 se abra efectivamente cuando el dispositivo de control 10 intenta abrirlo, en caso contrario corre el riesgo de quemarse.

55 Además, la tercera etapa comprende unos medios de carga CHAR.

Dichos medios de descarga DECH comprenden en un modo de realización no excluyente:

60 - un espejo de corriente T_{21} - T_{22} - R_{11} al cual se asocia, si fuera necesario, un condensador C_4 para la estabilidad; y

- un cuarto transistor T_{20} que comprende, en un ejemplo no excluyente, una ganancia de al menos 100.

El espejo de corriente T_{21} - T_{22} - R_{11} resulta útil para consumir menos con respecto a una simple resistencia.

65 Los medios de carga CHAR comprenden:

- un quinto transistor T19 con una resistencia R10 que sirve como protección frente a un exceso de corriente; y
- un sexto transistor T26.

5 La tercera etapa AT comprende, además, en un modo de realización no excluyente:

- unos diodos D5, y D6; y
- una resistencia de salida R30 que permite ajustar la estabilidad del dispositivo de control 10.

10 Los diodos D5 y D6 permiten que el quinto y el sexto transistores T19 y T20 conduzcan al mismo tiempo, lo que limita los retardos y los problemas de oscilaciones.

15 Hay que señalar que la carga del transistor 5 se realiza rápidamente gracias:

- a la obtención de corrientes importantes, por ejemplo de entre 0,2 y 1 A, teniendo la tercera etapa AT en un modo de realización no excluyente, una gran ganancia, aquí del orden de 1.000, teniendo T26 y T19 una ganancia del orden de 100; y

20 - a la rapidez de las etapas anteriores PD y AS; y

- al montaje seguidor que comprende los transistores T26 y T19.

25 Hay que señalar que la descarga del transistor 5 se realiza rápidamente gracias:

- a la obtención de corrientes importantes, por ejemplo de entre 0,2 y 1 A, teniendo la tercera etapa AT en un modo de realización no excluyente una gran ganancia de corriente, y teniendo T20 una ganancia del orden de 100; y

30 - a la rapidez de las etapas anteriores PD y AS; y

- al espejo de corriente T21-T22-R11 en combinación con el cuarto transistor T20, permitiendo dicha combinación una descarga más rápida con respecto a una simple resistencia que no podría ser baja sin consumir una cantidad excesiva de corriente.

35 Por otra parte, hay que señalar que la combinación espejo de corriente T21-T22-R11 con el cuarto transistor T20 permite descargar hasta prácticamente cero, aquí $0,7\text{ V} = V_{be}$ del cuarto transistor T20, la compuerta del transistor. De este modo, se limita la influencia del efecto Miller que conoce bien el experto en la materia, que crea un impulso de tensión en la compuerta del transistor 5 cuando la tensión drenaje-fuente V_{ds} varía de manera rápida. Este impulso puede provocar una conmutación no deseada o alterar el control de dicho transistor 5.

40 **● Corrientes de polarización**

Por otra parte, hay que señalar que las fuentes de corrientes CP que realizan las corrientes de polarización I1, I2, se realizan mediante, tal y como se ilustra en la figura 4:

45 - un espejo de corriente T17-T18-R7; y

- en un modo de realización no excluyente, dos resistencias R13 y R16 asociadas a dicho espejo con el fin de atenuar las diferencias entre los componentes del espejo. Hay que señalar que estas resistencias pueden tener un valor elevado ya que no se necesita una tensión de salida V_c elevada en la salida de la primera etapa de amplificación PD, tal y como se verá a continuación.

50 De este modo, gracias al espejo de corriente, la primera corriente I1 se realiza a partir de la segunda corriente I2. Las corrientes de polarización son, por lo tanto, fáciles de realizar. Además, esto permite tener las mismas tensiones de conducción en dichos diodos de protección D3, D4.

55 Hay que señalar que, en un modo de realización, se puede prever que una fuente de corriente se fabrique a partir de una fuente de tensión, aquí representada por un diodo Zener D7 de tal modo que se tenga un valor fijo del desplazamiento de medición de tensión, aquí entre 30 mV y 40 mV. En caso contrario, este desplazamiento varía en función de la tensión de alimentación V_{cc} , que aquí es de 12 V. Hay que señalar que la fuente de corriente se puede realizar añadiendo en serie con la resistencia R13 uno o varios diodos de tal modo que se garantice un desplazamiento de medición de tensión que no tiende a cero cuando la tensión de alimentación V_{cc} decrece hasta cero de tal modo que el dispositivo no controle el transistor 58 de manera inadecuada cuando la tensión de alimentación es baja, en torno a 3V por ejemplo. Esta realización se ilustra en la figura 9.

65 **● Bucle de realimentación 16**

Por otra parte, el bucle de realimentación 16 comprende de forma no excluyente:

- 5 - una resistencia R18 que permite una limitación en la ganancia de dicho bucle en torno a 1.000 con los valores dados (R18/R19) lo que permite estabilizar el sistema.

De este modo, se tiene una ganancia total del dispositivo de control 10 que depende de esta relación de resistencias R18/R19 y que es, por lo tanto, prácticamente fija.

- 10 Haciendo referencia a la figura 5, las conexiones de los diferentes elementos del dispositivo de amplificación 15 se llevan a cabo de la siguiente manera.

- 15 Las fuentes de corrientes CP se alimentan mediante un terminal de alimentación llevado a una tensión de alimentación Vcc. Estas se conectan, por otra parte, a la altura del nudo 91, a una rama de medición que comprende la primera etapa PD y a una rama de control que comprende la segunda etapa de amplificación AS.

La primera etapa PD comprende, además, una salida conectada a los diodos de protección D4, D3.

- 20 La segunda etapa de amplificación AS comprende una entrada E2 conectada a una salida de la primera etapa PD, a la altura del nudo 91, y una salida S2 conectada a una entrada E3 de la tercera etapa de amplificación AT.

La tercera etapa de amplificación AT comprende una salida S3 conectada a la compuerta G del transistor 5.

- 25 Por último, el bucle de realimentación 16 se conecta a la compuerta G, por un lado, del transistor 5 tal y como se ha descrito con anterioridad y, por otro lado, a la rama de medición a la altura del nudo 92.

Por otra parte, las corrientes que recorren los diferentes elementos del dispositivo de amplificación 15 se ilustran de la siguiente manera.

- 30 A la altura del nudo 91, la corriente de polarización IP2 es igual a la suma de las corrientes I_{mes} e I_{com} que recorren respectivamente la rama de medición y la rama de control, e $IP1 + I_{mes} = I1 + I2$.

- 35 Hay que señalar que por un abuso de lenguaje se denomina corrientes de polarización indistintamente a las corrientes de salida IP1, IP2 del espejo de corriente y a las corrientes I1, I2 que salen de los emisores del primer y del segundo transistores T1, T2.

A la rama de control la recorre, por tanto, la corriente de control I_{com}, mientras que al bucle de realimentación 16 lo recorre la corriente de realimentación I_{ret} = U_{compuerta}/R18.

- 40 A continuación se describe el funcionamiento del dispositivo de control 10. Se describe en el marco de un funcionamiento de un interruptor que une dos baterías. Este funcionamiento es un ejemplo no excluyente.

● En las baterías:

- 45 En una primera etapa (INIT), en un estado inicial, el sistema descrito en la figura 1 está en reposo y ninguna corriente circula entre las dos baterías. Esta configuración corresponde a un vehículo parado sin ningún consumo eléctrico.

- 50 En una segunda etapa (+APC), cuando el usuario mete la llave de contacto, una corriente (aproximadamente de 20 A) se consume en la batería 3. Esta corriente produce una caída de tensión en los terminales de dicha batería y el dispositivo de control 10 pasa a controlar al transistor 5 de tal modo que se reduzca la caída de tensión.

- 55 En una tercera etapa (+DEM), cuando el usuario arranca el motor térmico por medio de un arrancador o de un alterno-arrancador, la corriente se extrae en la batería 2, por ejemplo del orden de 600 A. Esta elevada corriente hace caer la tensión en los terminales de la batería 2 de forma considerable (entre 12 V y 6 V, por ejemplo). Para evitar que esta caída de tensión altere la red de a bordo conectada a la batería 3, es conveniente que el dispositivo de control 10 abra el transistor 5 rápidamente. Un control rápido también permite proteger al transistor 5 frente al eventual riesgo de un elevado calentamiento térmico que corre el riesgo de quemar dicho transistor. Hay que señalar que el control del transistor 4 se lleva a cabo por medio de una señal externa.

- 60 En una cuarta etapa (ALT), cuando el motor térmico ha arrancado, el alternador o alterno-arrancador suministra corriente para recargar las baterías 2 y 3, y el transistor 5 debe cerrarse para evitar los calentamientos y para mantener las mismas tensiones de carga en las dos baterías sin lo que la batería 2 estaría más cargada que la batería 3.

- 65 Las anteriores etapas se describen de manera más detallada a continuación.

ES 2 425 049 T3

● En el dispositivo de control 10

5 En la primera etapa (INIT), la unidad de control 1 y, por lo tanto, el dispositivo de control 10 no están alimentados, los dos transistores 4 y 5 no están controlados. La tensión de compuerta $V_g = 0$. Las tensiones de las dos baterías 2 y 3 están en torno a 12,8 V.

10 En la segunda etapa (+APC), a la unidad de control 1 la alimenta V_{cc} y, por lo tanto, al dispositivo de control 10 también. El transistor 4 está, por lo tanto, controlado y es conductor. La tensión de la batería 3 se vuelve más baja (12,5 V) que la de la batería 2, esta caída de tensión se traslada a la tensión drenaje-fuente V_{ds} del transistor 5 y es negativa, de en torno a -0,3 V, por ejemplo. La corriente drenaje-fuente I_{ds} es casi nula.

Al ser nula la tensión compuerta V_g , la corriente de realimentación I_{ret} es nula.

15 Se tiene la corriente de polarización I_2 que atraviesa la primera resistencia R_9 , es decir se tiene una tensión V_{g9} de aproximadamente 60 mV, que es pequeña frente a V_{ds} .

Como la tensión base-emisor $V_{be} = 0,7$ V, el transistor T1 conduce a fondo y $V_c = V_e = 0,4$ V.

20 La entrada E2 de la segunda etapa AS pasa, por lo tanto, a 0,4 V y el tercer transistor T29 no conduce.

25 Por lo tanto, la entrada E3 de la tercera etapa AT pasa a $V_{cc} - 0,7$ V y la compuerta del transistor 5 se carga mediante los medios de carga CHAR (T26 y T19 pasan a ser conductores, lo que carga la compuerta del transistor 5). De este modo dicho transistor se cierra. En este momento, la corriente drenaje-fuente I_{ds} aumenta hasta alrededor de 10 A de valor absoluto (-10 A), siendo ahora la corriente consumida en cada una de las baterías 2 y 3 de alrededor de 10 A en cada una.

También en este momento, el bucle de realimentación 16 inyecta una corriente de realimentación I_{ret} en la primera etapa PD. Esta corriente permite mejorar la estabilidad del dispositivo de control 10.

30 Hay que señalar que la pendiente de variación de la corriente drenaje-fuente I_{ds} depende aquí de las inductancias del cableado que une las dos baterías.

35 En la tercera etapa (+DEM), la tensión de la batería 2 se vuelve más baja (6,5 V) que la de la batería 3 (12,5 V), esta caída de tensión se traslada a la tensión drenaje-fuente V_{ds} del transistor 5 y es positiva, de alrededor de 6 V, por ejemplo.

Se tiene la corriente de realimentación I_{ret} que atraviesa la primera resistencia R_9 , siendo la tensión resultante insignificante frente a 6 V.

40 El primer transistor T1 se abre completamente.

La corriente de polarización I_{P2} ya no pasa por el transistor T1, por lo tanto $I_{com} = I_{P2}$ y, por consiguiente, el tercer transistor T29 es conductor.

45 La entrada E3 de la tercera etapa AT se vuelve nula, por lo tanto los transistores T26 y T29 se bloquean.

Como consecuencia, la compuerta se descarga en el dispositivo de descarga DECH. El transistor 5 se abre y la corriente drenaje-fuente pasa de 10 A a 0 A en valor absoluto (-10 A a 0 A).

50 Ninguna corriente circula de la batería 3 hacia la batería 2. No se ha producido por lo tanto ningún hueco de tensión en la red conectada a la batería 3, pudiendo apagar un hueco de este tipo algunos equipos. Se ha protegido, por lo tanto, la red de a bordo.

55 Hay que señalar que la pendiente de variación de la corriente de drenaje-fuente depende aquí de las inductancias del arrancador.

60 En una cuarta etapa (ALT), el alternador regula la tensión en sus terminales, a 14 V, lo que carga la batería 2 a 14 V. La diferencia de tensión V_{ds} está en 0,8 V debido al paso de la corriente por el diodo del transistor 5. La batería 3 se recarga, por lo tanto, a 13,2 V. Ahora bien, hay que recargarla a 14 V, lo que hace el dispositivo de control 10 de forma autónoma tal y como se indica en la segunda etapa +APC. Cuando existen unos elementos consumidores de alta potencia en la red de a bordo, la corriente drenaje-fuente I_{ds} aumenta en valor absoluto hasta 100 A aproximadamente y la tensión compuerta-fuente V_{gs} alcanza su valor máximo, en torno a V_{cc} , suministrando dicha corriente I_{ds} el alternador.

65 La tensión compuerta-fuente V_{gs} se representa en función de la tensión drenaje-fuente V_{ds} en la figura 6. En esta curva, las diferentes etapas que se han descrito con anterioridad se representan cuando se está en régimen

estabilizado.

La primera etapa INIT se representa con el punto 1.

5 La segunda etapa +APC se representa con el punto 2.

La tercera etapa +DEM se representa con el punto 3.

La cuarta etapa ALT se representa con el punto 4.

10 De este modo se puede observar que el dispositivo de control 10 y, por lo tanto, el dispositivo de amplificación 15 funciona en régimen lineal durante la segunda etapa +APC, es decir antes de que se abra el transistor 5. Esto permite aumentar la rapidez de la apertura del transistor con respecto a un caso en el que la tensión compuerta-fuente Vgs fuera igual a Vcc (transistor 5 completamente conductor).

15 Hay que señalar que el bucle de realimentación 16 interviene de la siguiente manera para la segunda +APC y la cuarta ALT etapas. La corriente de realimentación Iret, en función de la tensión de compuerta Vg se reinyecta en el dispositivo de amplificación 15 de tal modo que se limita la ganancia del dispositivo de amplificación 15, en torno a 1.000, mejorando de este modo la estabilidad del dispositivo de control. Así pues, cuando la tensión drenaje-fuente Vds está próxima a -30 mV, se evita aun más una conmutación del transistor en todo o nada (Vcompuerta-fuente = 0 V o Vcc). De este modo, se hace variar el canal del transistor 5 controlando la tensión compuerta-fuente Vgs en función de las tensiones Vds y Vgs (a través del bucle de realimentación 16).

20 Para la primera INIT y tercera +DEM etapas, la corriente de realimentación Iret es nula, siendo nula la tensión compuerta-fuente Vgs.

25 De este modo, la corriente de polarización I1 que atraviesa la primera resistencia R9 permite llevar a cabo el desplazamiento de medición de tensión del orden de 30 mV de tal modo que el dispositivo de amplificación funcione en régimen lineal antes de abrir el transistor 5. Sin la resistencia R9 (si R9 = 0, por ejemplo), la curva de la tensión Vgs en función de la tensión Vds sería una curva de un comparador centrado en 0. Por ello, la tensión Vgs caería directamente a 0 y el transistor 5 no tendría tiempo para abrirse antes de que Vds se volviera positiva y, por lo tanto, una inversión de Ids (negativo a positivo).

30 Hay que señalar que el dispositivo de control 10 permite controlar el transistor 5 en régimen lineal en particular tal y como se ha visto con anterioridad en la figura 6.

35 Sin embargo, hay que señalar que un dispositivo de este tipo también puede controlar un transistor por control todo o nada, y en particular el transistor 5. En este caso, se utiliza un dispositivo de control 10 de acuerdo con un segundo ejemplo de realización, tal y como se ilustra en la figura 9 que se va a ver. El hecho de poder seleccionar el tipo de control del transistor 5 (ya sea en régimen lineal, o de todo o nada)

La figura 8 ilustra un tercer esquema funcional del dispositivo de control en el cual el bucle de realimentación se sitúa en el interior del dispositivo de amplificación 15. Esto permite estabilizar este dispositivo 15.

45 Hay que señalar que el ejemplo de realización del dispositivo que se ha descrito con anterioridad en la figura 4 también se puede utilizar en este esquema funcional.

50 La figura 9 ilustra un segundo ejemplo de realización del dispositivo de control. Como en el caso del primer ejemplo de realización de la figura 4, se puede utilizar en los tres esquemas funcionales no excluyentes de las figuras 2, 3 y 8.

55 Por supuesto, estos dos ejemplos de realización se pueden utilizar en otros esquemas funcionales y otras aplicaciones, en particular cuando se quiere sustituir un diodo por un diodo ideal (que tiene menos pérdidas), y aun más si la corriente que hay que rectificar tiene una pequeña pendiente de variación.

A continuación se va a describir el segundo ejemplo de realización de la figura 9.

El dispositivo de amplificación 15 también comprende:

- 60 - una primera etapa de amplificación PD;
- una segunda etapa de amplificación AS;
- 65 - una tercera etapa de amplificación AT; y
- una etapa de control todo o nada ON/OFF:

Estos cuatro elementos se describen de manera detallada a continuación.

5 Hay que señalar que los componentes que tienen la misma referencia que en el primer ejemplo de realización de la figura 4 son del mismo tipo que los de este primer ejemplo. Por lo tanto no se describirán.

- Primera etapa de amplificación PD: se acaba de retirar el diodo D10.

10 • Segunda etapa de amplificación AS:

Esta comprende:

15 - una resistencia R103 (en lugar de R21, R22, T27, T28, R14). Tiene la misma función que los componentes a los que sustituye;

- los diodos D5 y D6 de la tercera etapa AT del primer ejemplo de realización que se han introducido en esta segunda etapa AS;

20 - una realimentación R110-C103 que permite estabilizar todo el dispositivo de amplificación 15 de manera más eficaz que la capacidad C8 del primer ejemplo de realización.

- Tercera etapa de amplificación AT:

25 Esta comprende:

- un conjunto resistencia R108- diodo D103 que sustituye al conjunto resistencias R10-R30 del primer ejemplo de realización. Este conjunto resistencia-diodo, además de garantizar la misma función que el anterior conjunto, permite evitar una desviación de tensión entre los dos transistores T26 y T20 y, por lo tanto, controlar más rápidamente la compuerta del transistor MOS 5, en particular en la descarga de la compuerta.

30 Ya no comprende el subconjunto T21-T22-R11-C4, que se ha sustituido por una conexión directa en el transistor T29. Esta solución es más simple y permite consumir menos corriente.

- Etapa de control de todo o nada ON/OFF:

35 Esta comprende:

40 - dos entradas que reciben una primera señal COFF que permite apagar el transistor 5 y una segunda señal CONN que permite encender el transistor 5;

- estas señales de tensión se convierten en corriente mediante, respectivamente, los conjuntos T114-R122 y T113-R123;

45 - dos espejos de corriente T102-R104-R105-T101 y T104-R106-R107-T103 permiten copiar la corriente en las resistencias R113 y R114 de tal modo que se controlen en todo o nada los transistores T111 y T112, respectivamente;

- los transistores T11 y T112 permiten controlar en todo o nada al transistor MOS 5.

50 Hay que señalar que la etapa de control utiliza la tercera etapa de amplificación AT. Esto simplifica el esquema eléctrico y permite un espacio sobre el silicio cuando el dispositivo de control está integrado sobre un ASIC y reducir el número de componentes cuando no está integrado.

55 Hay que señalar que esta etapa complementaria se puede utilizar en la aplicación de la batería descrita para conectar en paralelo las dos baterías durante un arranque (modo motor) y, en particular, con mucho frío, ya que con mucho frío se reduce la potencia disponible de la batería. La conexión de las dos baterías en paralelo permite obtener un aumento de la potencia en el arranque.

60 El dispositivo de control 10 de acuerdo con la invención se ha descrito en el marco de la aplicación en batería que se ha descrito con anterioridad de acuerdo con el primer ejemplo o el segundo ejemplo de realización. Por supuesto, las aplicaciones en batería no son las únicas a las que afecta el dispositivo de control 10 de acuerdo con la invención. Se puede aplicar a cualquier otra aplicación en la cual resulte especialmente útil reducir las pérdidas de julios causadas por una corriente que atraviesa un diodo.

65 De este modo, el dispositivo de control 10 se puede aplicar a un puente rectificador, en particular la parte que controla el transistor 5. En particular, de manera no excluyente, se aplica para un puente rectificador de un

alternador o de un alterno-arrancado, rectificando dicho puente la corriente que genera el alternador para utilizarla en continuo para unos elementos consumidores de vehículo.

5 Gracias a la etapa de control en todo o nada ON/OFF del segundo ejemplo de realización del dispositivo de control, también se puede utilizar el dispositivo de control 10 para un ondulator que permite controlar la máquina eléctrica en modo motor, permitiendo dicho ondulator transformar una corriente continua en una corriente alterna la cual permite generar un par motor.

10 Por lo general, un puente/ondulator de este tipo comprende tres brazos que comprenden, cada uno, dos transistores MOS y que están, cada uno, conectados a una fase del estátor del alternador o alterno-arrancador. El dispositivo de control que se ha descrito con anterioridad está definido para un transistor 5 de un brazo del puente/ondulator. Se tendrán entonces seis dispositivos de control 10 asociados a un puente/ondulator.

15 Tal y como se ilustra en la figura 10, se puede observar que el dispositivo de control 10 está conectado a una fase del alternador o a la masa del alternador según si dicho dispositivo controla el transistor desde abajo « low side » o desde arriba « high side » de un brazo del puente de potencia (rectificador/ondulator).

La siguiente descripción trata sobre un puente rectificador.

20 Para un puente rectificador, al ser la corriente inicial alterna, pasa regularmente de un valor negativo a un valor positivo. Esta corriente es representativa de la corriente drenaje-fuente I_{ds} que pasa por el transistor 5. Por ello, si se abre el transistor 5 demasiado lentamente, la corriente I_{ds} se invertirá antes de dicha apertura, lo que provocará oscilaciones en la tensión V_{ds} . Esto puede generar parásitos electromagnéticos CEM que alteran el funcionamiento de los elementos consumidores del vehículo.

25 También es necesario abrir rápidamente el transistor 5. Cuanto más grande es la pendiente de variación de I_{ds} más necesario es abrir rápidamente el transistor.

30 Así pues, la figura 7 ilustra dos variaciones diferentes de la corriente drenaje-fuente I_{ds} con pendiente I_{ds1} e I_{ds2} respectivamente, en función del tiempo de apertura del transistor 5.

35 Se puede observar que en el caso de una pendiente suave I_{ds2} el transistor 5 se abre antes del cambio de signo de la corriente drenaje-fuente I_{ds} , mientras que en el caso de una pendiente pronunciada I_{ds1} , el transistor 5 se abre después de dicho cambio de signo, y se abre durante el intervalo de tiempo indicado TOFF. En este último caso, hay un pico de corriente P seguido de oscilaciones de amortiguación en la tensión drenaje-fuente V_{ds} . Estas oscilaciones se repiten en cada alternancia de la corriente inicial.

40 El problema de estas oscilaciones se resuelve de manera ventajosa mediante el dispositivo de control 10 de acuerdo con la invención. En efecto, la tensión compuerta-fuente V_{gs} está ya próxima a la tensión límite de control del transistor $V_{th} = 3\text{ v}$ antes de que se abra el transistor 5, ya que se está en régimen lineal tal y como se ha visto con anterioridad. Por lo tanto, es más rápido de realizar el control del transistor 5. Se pasa de un estado lineal al estado abierto en lugar de pasar de un estado cerrado al estado abierto.

45 Hay que señalar que la rapidez de control también se mejora gracias a las tres etapas de amplificación PD, AS y AT, tal y como se ha visto con anterioridad.

50 También hay que señalar que las etapas de amplificación pueden comprender, además, un corrector con el fin de mejorar aun más las características dinámicas de este control de transistor. Por ejemplo, se puede mejorar la dinámica y la rapidez del dispositivo por medio de un corrector con integración o de otro tipo.

De este modo, el dispositivo de control 10 de acuerdo con la invención presenta las siguientes ventajas:

55 - A causa del empleo de corrientes en la entrada de la primera etapa PD (y no de tensiones), este dispositivo es robusto frente a las interferencias que podrían alterar el dispositivo de control. Se puede utilizar, por lo tanto, un dispositivo de control de este tipo en un entorno sometido a fuertes perturbaciones electromagnéticas o en una red con ruido.

60 - Un dispositivo de control de este tipo no tiene que utilizar necesariamente unos amplificadores operativos o similares. Estos últimos están limitados, en particular, por su pendiente de variación de la tensión de salida (habitualmente llamada en inglés « slew rate »), su anchura de banda, las condiciones de uso de la temperatura, no pudiendo descender su tensión de salida hasta cero voltios o hasta 15 V para controlar el transistor 5 MOS en el estado totalmente conductor o totalmente abierto. De este modo, no se está limitado en la fabricación de dicho dispositivo.

65 - Un dispositivo de control de este tipo es de estructura simple. Por lo tanto, comprende un número pequeño de componentes de base y, por lo tanto, se puede integrar fácilmente en un ASIC sin ocupar demasiado espacio. Esto

- 5 garantiza un coste poco elevado, con la posibilidad de una industrialización simple. Por otra parte, el hecho de que ocupe poco espacio, permite integrar fácilmente el transistor 5 MOS en el mismo ASIC. De este modo se puede adaptar fácilmente la tecnología de fabricación del dispositivo de control en un ASIC a la tecnología de fabricación del transistor MOS sin ocupar demasiado espacio con respecto a un amplificador operativo estándar, que comprende alrededor de unos cuarenta transistores.
- 10 - Un dispositivo de control de este tipo permite una buena estabilidad en temperatura. En efecto, el funcionamiento de dicho dispositivo es siempre el mismo ya esté a 25 °C o a 125 °C, por ejemplo. Esto gracias al hecho de que la estructura de la primera etapa de amplificación PD es simétrica.
- 15 - El dispositivo de control puede soportar unas elevadas tensiones y medir de este modo unas elevadas tensiones drenaje-fuente, por ejemplo superiores a 500 V. En efecto, los diodos de protección D9, D4 y D3 asociados respectivamente al bucle de realimentación y a las entradas del dispositivo de amplificación permiten encajar estos excesos de tensión, de tal modo que todos los transistores estén protegidos.
- 20 - No existe ninguna corriente de fuga si el dispositivo de control está apagado ($V_{cc} = 0$ V) de tal modo que las baterías no se descargan cuando el vehículo está parado. Esto gracias también a los diodos de protección D4, D3 y D9.
- 25 - El desplazamiento de medición de tensión está fijado por una fuente de tensión D7 y una relación de resistencias $R9/(R13+R7)$, o una fuente de corriente y la primera resistencia R9, lo que implica una baja deriva de temperatura del dispositivo de control. Como consecuencia, la integración en un ASIC es más fácil. En efecto, en un circuito integrado, existe una deriva de temperatura que implica que el silicio del circuito integrado conduce más o menos bien en función de la temperatura. Para evitar esta deriva de temperatura, es necesario obtener una relación de resistencias constante, pudiendo variar los valores de las resistencias, lo que se obtiene por medio del dispositivo de la invención. Por el contrario, con componentes diferentes, es necesario obtener unos valores fijos de resistencias, lo que es más difícil de conseguir.
- 30 - Únicamente se tiene una alimentación positiva V_{cc} referenciada con respecto al nudo N para todo el dispositivo lo que suprime una alimentación con respecto a un caso con un amplificador operativo clásico que precisa una alimentación adicional negativa. Esta alimentación puede ser común con el dispositivo de control en todo o nada del transistor 4.
- 35 - Se obtiene una tensión de referencia positiva por medio de una corriente de referencia y de dos resistencias R9 y R18, lo que es más fácil de realizar que una tensión de referencia negativa. En este último caso, es en efecto necesario tener dos fuentes de alimentación, una negativa y una positiva.
- 40 - El control del transistor 5 se realiza muy rápidamente. En efecto, la entrada de la señal de tensión drenaje V_d entra directamente en el emisor del transistor bipolar T1 del par diferencial PD. Esto permite obtener una baja impedancia de entrada, una pequeña ganancia y, por lo tanto, una gran anchura de banda. La corriente de base es baja de tal modo que la corriente del colector es igual a la corriente del emisor $i_c = i_e$. Como consecuencia, cuando la tensión drenaje V_d varía, la corriente de control I_{com} varía. Como esta última es alta, no es necesario amplificar mucho para controlar el transistor 5, al contrario que en una disposición en la cual la señal de tensión de drenaje V_d entraría en la base del transistor bipolar T1. En este último caso, se tendría una corriente base inferior a la corriente del emisor $i_b < i_e$ y se estaría obligado a amplificar la corriente de control I_{com} antes de controlar el transistor 5.
- 45 - El hecho de tener las corrientes de polarización integradas en el dispositivo de amplificación evita tener un consumo adicional de corriente en la fuente de alimentación V_{cc} además del consumo propio de las etapas de amplificación.
- 50 - Gracias a la capacidad C8, se puede fijar una pendiente máxima de variación en la tensión de salida compuerta-fuente V_{gs} llamada en inglés « slew rate » de tal modo que se mejora la estabilidad del dispositivo de control.
- 55 - El uso de una resistencia del orden de 100 k Ω (R18) para el bucle de realimentación en lugar de una alta resistencia del orden de 1 M Ω es más fácil de integrar en un ASIC. Por otra parte, cuando el dispositivo de control se realiza con componentes diferentes, si se infiltra humedad, resulta conveniente tener una resistencia con un valor bajo para evitar una variación de los valores de dichas resistencias a causa del agua.
- 60 - Gracias a los diodos de protección D4, D3 y D9, se evitan las corrientes de fuga. Esto tiene como otra ventaja evitar una oxidación de las fases del estátor del alternador en el caso de la aplicación en un puente rectificador, estando el alternador en un medio a menudo húmedo que favorece la corrosión. En efecto, en caso de presencia de corrientes de fuga, existe una diferencia de potencial entre las fases y la carcasa del alternador conectada a la masa del vehículo.
- 65 - Este dispositivo de control 10 permite evitar los efectos negativos (tensión negativa en todos los elementos consumidores) en la red de a bordo de una inversión de polaridad de la batería 2. La tensión de la batería 2 se

vuelve más pequeña que la de la batería 3, el transistor 5 se abre entonces antes de que circule una intensidad negativa.

- 5 - El dispositivo de control es simple y, por lo tanto, fácil de integrar en un circuito integrado ASIC o directamente sobre el mismo sustrato que el transistor de potencia MOS. También se pueden colocar varios dispositivos de control sobre el mismo sustrato o en un mismo ASIC para controlar varios transistores MOS (por ejemplo un dispositivo que controla un brazo de puente de potencia, o incluso el conjunto de los brazos del puente, etc.).

REIVINDICACIONES

1. Dispositivo de control (10) de un transistor de potencia (5) formado por un canal que comprende una compuerta, una fuente y un drenaje, comprendiendo dicho dispositivo:
- 5 - un dispositivo de amplificación (15) que emite una señal de control de salida para controlar la compuerta del transistor de potencia (5), comprendiendo dicho dispositivo de amplificación:
- 10 - una primera entrada (NEG) conectada al drenaje del transistor a través de una primera resistencia (R9), formando el conjunto una primera porción de circuito;
- una segunda entrada (POS) conectada a la fuente del transistor, formando el conjunto una segunda porción de circuito;
- 15 - un bucle de realimentación con al menos una resistencia (R18) de la salida hacia una de las primera y segunda entradas (NEG, POS); y
- un medio para producir una corriente de polarización (I1, I2), inyectándose dicha corriente en una de dichas primera y segunda entradas (NEG, POS) de tal modo que provoque un desplazamiento de la medición de tensión drenaje-fuente y conserve un régimen de funcionamiento lineal de dicha señal de control de salida, antes de que se abra el transistor;
- 20 caracterizado porque el dispositivo de control comprende un mismo número N de uniones semiconductoras en la primera y en la segunda porciones de circuito, siendo N un entero al menos igual a 1, y la(s) unión (uniones) en la primera porción de circuito es del mismo tipo que la(s) de la segunda porción de circuito.
- 25 2. Dispositivo de control de un transistor de potencia (5), de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, caracterizado porque comprende dos medios para producir dos corrientes de polarización (I1, I2), inyectándose las dos corrientes en las entradas (NEG, POS) del dispositivo de amplificación (15).
- 30 3. Dispositivo de control de un transistor de potencia (5), de acuerdo con la reivindicación anterior, caracterizado porque las dos corrientes de polarización (I1, I2) atraviesan respectivamente los dispositivos de protección (D4, D3) de la primera y de la segunda porciones de circuito.
- 35 4. Dispositivo de control de un transistor de potencia (5), de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, caracterizado porque la corriente de polarización está integrada dentro del dispositivo de amplificación (15).
5. Dispositivo de control de un transistor de potencia (5), de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores 1 a 4, caracterizado porque comprende un dispositivo de protección (D9) en el bucle de realimentación (16).
- 40 6. Dispositivo de control de un transistor de potencia (5), de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, caracterizado porque el dispositivo de amplificación (15) comprende una primera etapa de amplificación (PD) para amplificar la tensión de entrada ($V_{ds}+R9 \cdot I2$) del dispositivo de amplificación (15) y la corriente de polarización (I1, I2) atraviesa la primera etapa de amplificación (PD).
- 45 7. Dispositivo de control de un transistor de potencia (5), de acuerdo con la reivindicación 6, caracterizado porque el dispositivo de amplificación (15) comprende una segunda etapa de amplificación (AS) para amplificar la tensión de la primera etapa de amplificación (PD).
- 50 8. Dispositivo de control de un transistor de potencia (5), de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, caracterizado porque el dispositivo de amplificación (15) comprende una tercera etapa de amplificación (AT) que comprende una importante ganancia de corriente de tal modo que controla rápidamente el transistor (5), y dicha tercera etapa de amplificación comprende un circuito de descarga (DECH) rápida del transistor (5), comprendiendo el circuito de descarga (DECH) unos medios (T20-T21-T22; D103-T20-R108) para descargar hasta prácticamente
- 55 cero la compuerta del transistor (5).
9. Dispositivo de control de un transistor de potencia (5), de acuerdo con la reivindicación 8, caracterizado porque dicha tercera etapa de amplificación (AT) comprende un circuito de carga (CHAR) del transistor (5).
- 60 10. Dispositivo de control de un transistor de potencia (5), de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, caracterizado porque el dispositivo de amplificación (15) comprende una etapa adicional de control (ON/OFF) para controlar en todo o nada un transistor de potencia (4; 5), utilizando la etapa de control (ON/OFF) en todo o nada la tercera etapa de amplificación (AT).
- 65 11. Máquina eléctrica rotativa que comprende un dispositivo de control de un transistor de potencia de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 10 adaptado para dirigir dicha máquina en modo motor.

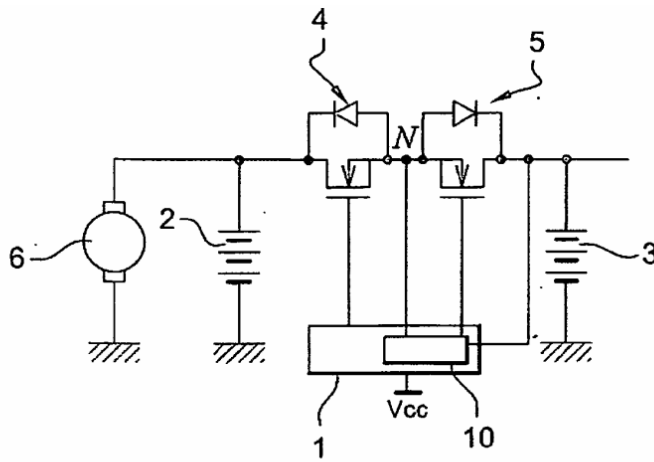


Fig. 1

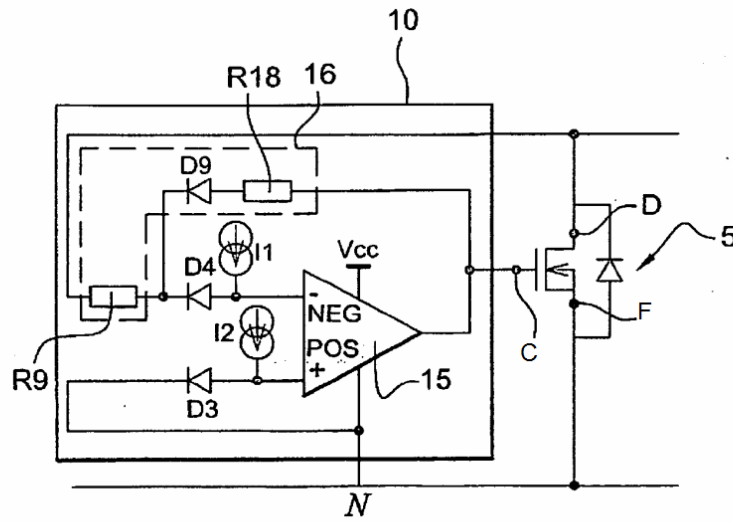


Fig. 2

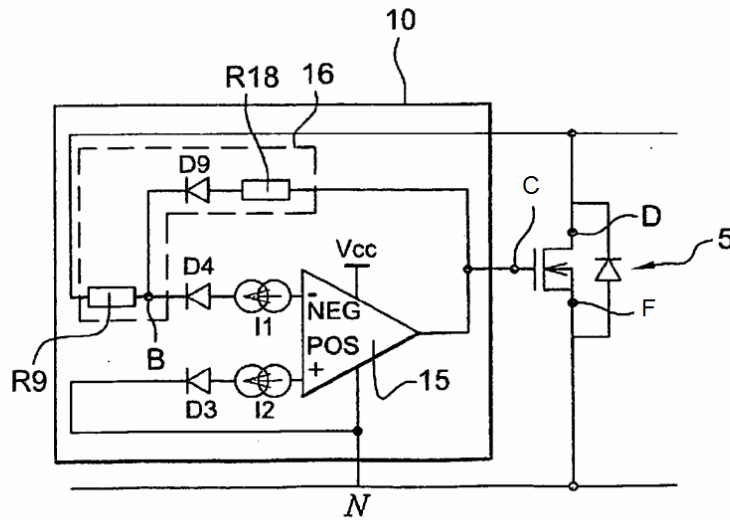


Fig. 3

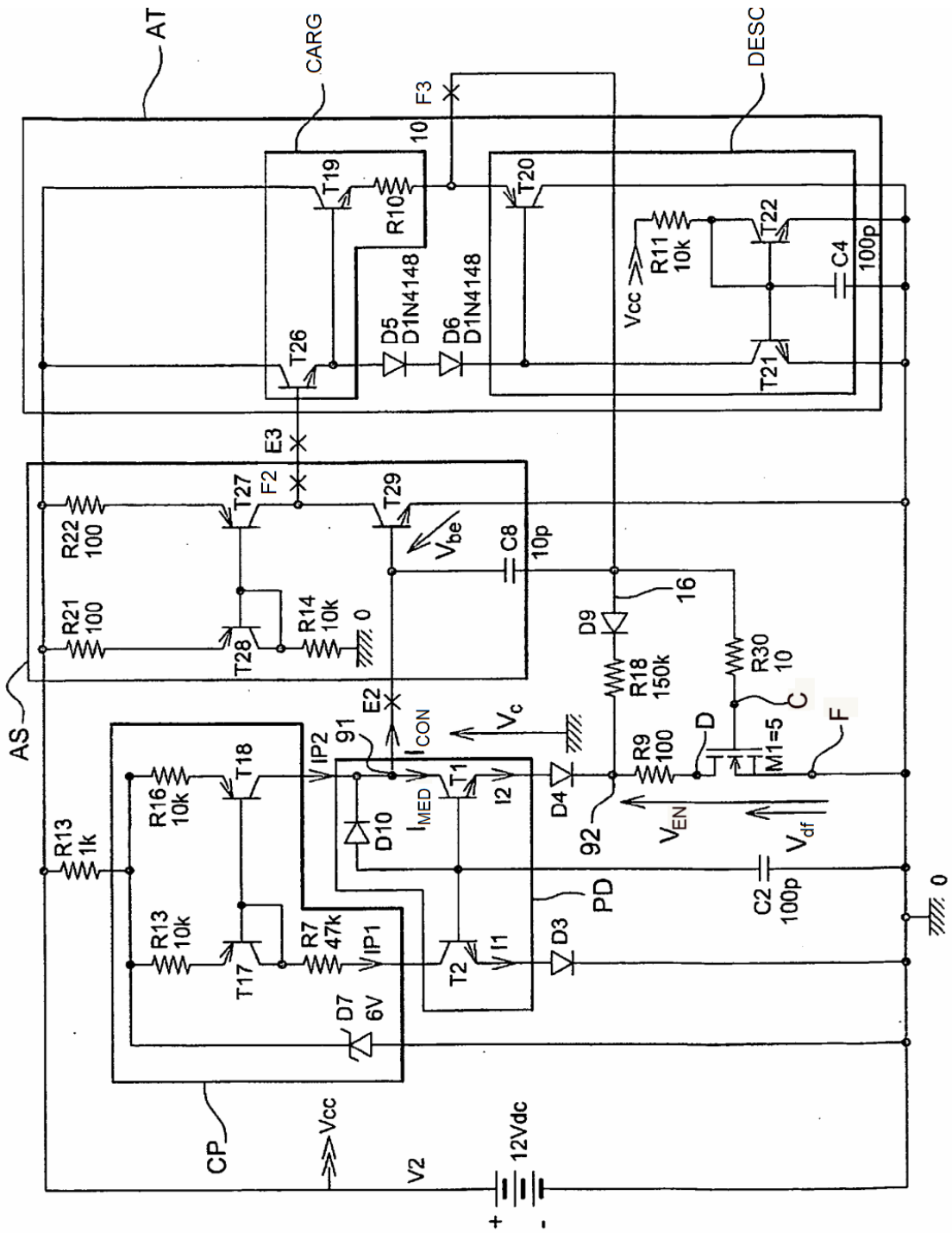


Fig. 4

Fig. 8

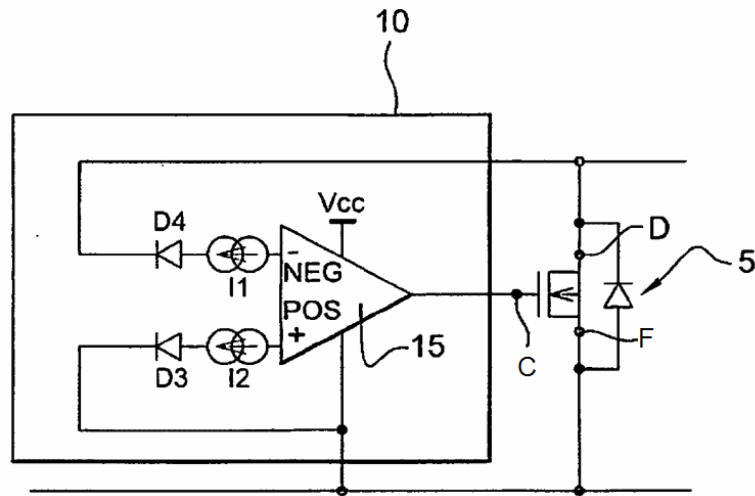
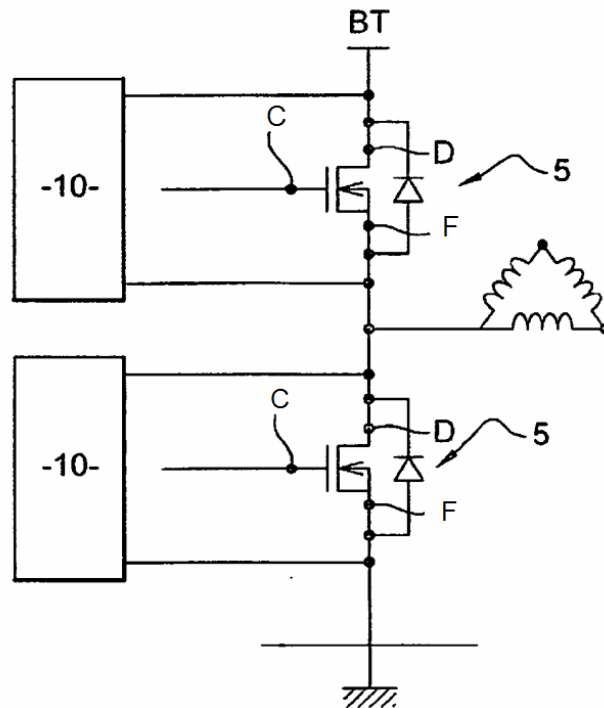


Fig. 10



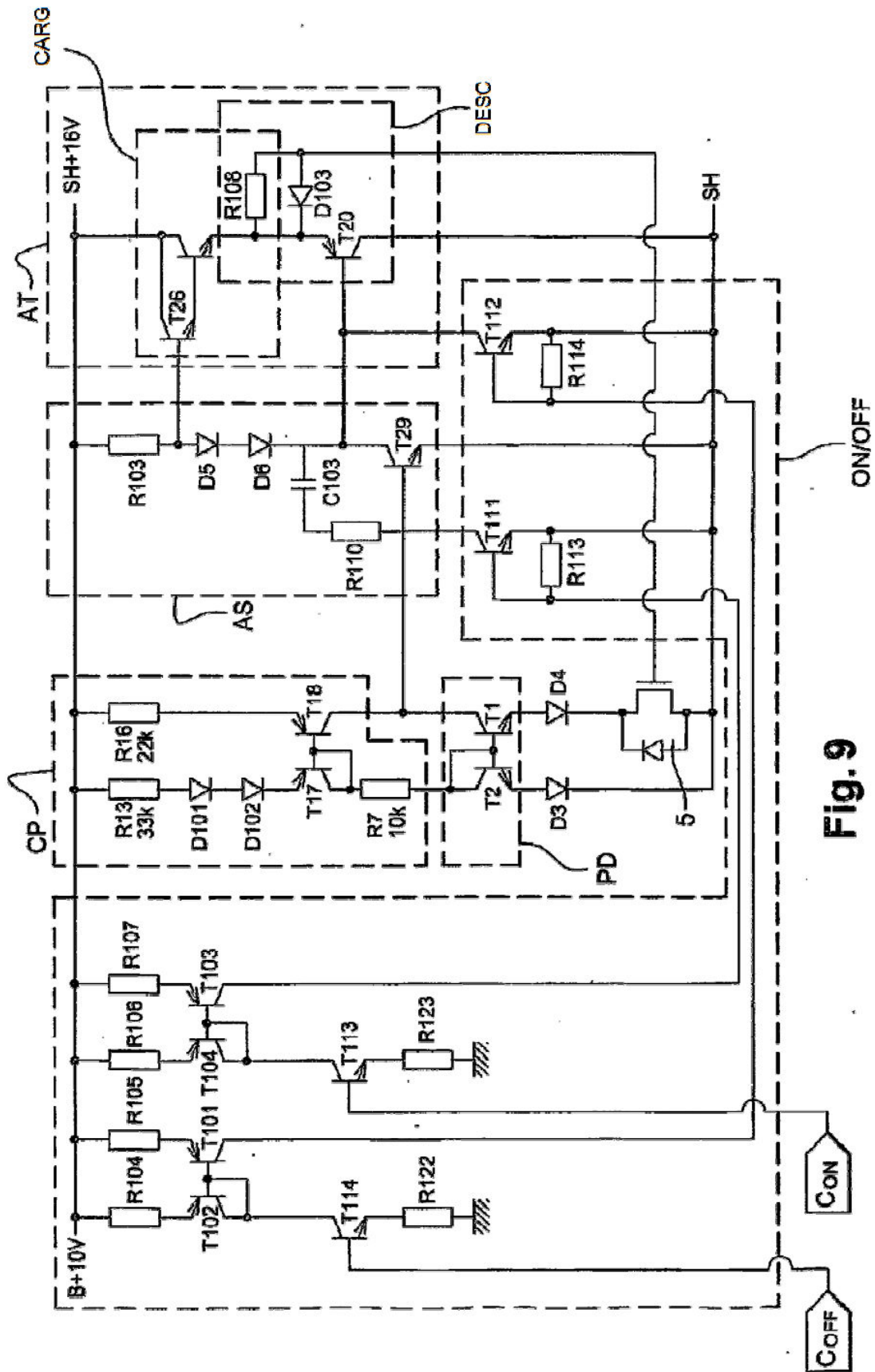


Fig. 9