

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 383 521**

51 Int. Cl.:
H02H 11/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **03020924 .1**
96 Fecha de presentación: **16.09.2003**
97 Número de publicación de la solicitud: **1401077**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **24.03.2004**

54 Título: **Un circuito para la protección contra la inversión de polaridad en la alimentación de un circuito eléctrico**

30 Prioridad:
17.09.2002 IT TO20020805

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
21.06.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
21.06.2012

73 Titular/es:
**Magneti Marelli S.p.A.
Viale Aldo Borletti 61/63
20011 Corbetta (MI), IT**

72 Inventor/es:
**De La Pierre, Piero;
Nepote, Andrea y
Lorusso, Giuseppe**

74 Agente/Representante:
Linage González, Rafael

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 2 383 521 T3

DESCRIPCIÓN

Un circuito para la protección contra la inversión de polaridad en la alimentación de un circuito eléctrico

- 5 La presente invención está relacionada generalmente con la alimentación de un circuito eléctrico y, más específicamente, con un circuito para la protección contra la inversión de polaridad de la alimentación.

10 La solución clásica universalmente adoptada consiste en el uso de un diodo común dispuesto en serie con un terminal de batería. En el caso de la protección de circuitos formados sobre una placa madre, como se ilustra en la figura 1, el diodo constituye la etapa de entrada necesaria del mismo inmediatamente aguas abajo de los terminales de alimentación.

15 Este diodo de protección, además de proteger el circuito de las inversiones de polaridad aguas abajo originadas por errores de cableado, interviene también durante las interrupciones esporádicas de la alimentación, que pueden ocurrir con duraciones de alrededor de un milisegundo, para salvaguardar la capacitancia de entrada de la placa contra la descarga, en configuraciones en las cuales se conectan otras cargas externas con la batería en paralelo con la placa.

20 En el caso de las inversiones de polaridad, la magnitud de la corriente de fuga en el diodo, que fluye desde la placa hacia la batería en estas condiciones, es una función de la temperatura, pero sigue siendo del orden de unos pocos nanoamperios.

25 En el caso de interrupciones de la alimentación (agotamiento de la batería) en ausencia de protección, la integral en el tiempo de la corriente inversa representa la cantidad de carga eléctrica transferida por los condensadores de entrada de la placa a las cargas externas. Esta cantidad es despreciable para un diodo, que es intrínsecamente un dispositivo unidireccional.

30 La configuración de la técnica anterior tiene dos desventajas cuando la corriente de entrada a la carga es alta, del orden de varios amperios. En primer lugar, la potencia generada, dada por el producto de la corriente continua y la tensión directa de polarización es bastante alta, de manera que conduce fácilmente a un sobrecalentamiento del diodo y del entorno en el cual está encerrada la placa madre. En segundo lugar, la caída de tensión a través de los terminales del diodo con polarización directa, que para un diodo de silicio a través del cual fluyen corrientes altas alcanza 1,5 voltios, limita la máxima tensión admisible a través de los terminales de la batería para un funcionamiento correcto de la carga alimentada.

35 En aplicaciones de automoción, al arrancar, la tensión de la batería del vehículo puede caer a 6 voltios, y la caída de tensión adicional que se establece a través de los terminales del diodo en la etapa de entrada de la placa significa que hay presente una tensión más baja del orden de 4,5 voltios en una posible etapa reguladora de tensión presente en la placa, dispuesta para proporcionar una tensión de salida regulada de 5 voltios, lo cual genera una señal de reposición del sistema. Para un regulador de tensión formado por medio de un convertidor de CC/CC, esto tendría que ser configurado como un elevador/divisor de tensión, aumentando con ello los costes y la complejidad del circuito.

45 Una solución alternativa conocida, aunque más costosa, consiste en el uso de un diodo Schottky que origina una caída de tensión directa a través de los terminales no más grande que 0,5 - 0,6 voltios.

50 La magnitud de la corriente inversa de saturación del diodo, que fluiría desde la placa hacia la batería en condiciones de inversión de la polaridad, es una función de la tensión aplicada y de la temperatura, y puede variar desde valores inferiores a microamperios hasta decenas de miliamperios.

55 En aplicaciones telemáticas a bordo de vehículos motorizados, se alimenta típicamente una corriente de 3 - 3,2 amperios y la disipación producida por el diodo Schottky de protección es por tanto del orden de 1,6 vatios, que es un valor considerable tal como para requerir un montaje preciso del diodo y el uso de un disipador de calor.

Considerando un coeficiente razonable de resistencia térmica (unión-entorno) de 39°C/W calculado con referencia a un diodo Schottky de dimensiones estándar, la temperatura máxima soportable por la unión, dada por la suma de la contribución debida a la temperatura ambiente y la contribución del efecto Joule, puede ser indicada como:

$$T_{\text{MÁX}} = T_A + 62^{\circ}\text{C}$$

60 Para una temperatura máxima de 150°C, esto implica un límite operativo de la temperatura ambiente en la proximidad de la placa madre, de alrededor de 88°C. Estos valores están cerca de los límites operativos típicos, ya que tal valor de la temperatura puede ser alcanzado fácilmente dependiendo de la capacidad de disipación de calor de la caja protectora de la placa. Es posible imaginar, por ejemplo, casos en los que la temperatura ambiente en el compartimento del motor alcance y exceda de los 85°C.

Ambas configuraciones descritas no hacen posible, por tanto conseguir un funcionamiento adecuado para los usos previstos en el campo del automóvil. El diodo de silicio reduce la corriente inversa al mínimo, pero cuando circulan por él corrientes altas, presenta un calentamiento excesivo. El diodo Schottky ofrece un rendimiento mejorado desde el punto de vista térmico, pero permite el flujo de una corriente inversa de varios órdenes de magnitud mayor que el de un diodo típico tradicional.

El documento US 5.764.465 divulga una configuración de un circuito electrónico que tiene una protección contra la inversión de polaridad, por medio de un transistor de efecto campo MOS, conjuntamente con transistores bipolares, donde la protección contra la inversión de polaridad se efectúa por el camino drenaje-fuente del transistor MOSFET. Sin embargo, la configuración no está optimizada en términos de la caída de tensión a través de dicho transistor MOSFET y de los tiempos de conmutación del mismo.

La presente invención tiene como objetivo proporcionar una solución de circuito que resuelva los problemas explicados anteriormente, en términos de eficiencia y funcionalidad, sin aumentar los costes de la misma.

En particular, se busca conseguir el objetivo de proporcionar un circuito de protección del tipo divulgado en el documento US 5.764.465, cuya funcionalidad no esté comprometida si se alimentan corrientes de valores más altos, del orden de 5 amperios, y para uso en entornos en los cuales puedan alcanzarse temperaturas iguales o mayores a 100°C. Se busca también conseguir el objetivo de proporcionar un circuito que tenga una caída de tensión reducida para ser utilizable en los casos de caída de la tensión disponible desde la batería.

Las condiciones del tipo antes indicado ocurren, por ejemplo, en unidades de control de vehículos motorizados alimentadas por baterías convencionales de 12 voltios y encerradas dentro de una caja de plástico.

De acuerdo con la presente invención, estos objetos se consiguen por medio de un circuito de protección que tiene las características establecidas en la reivindicación 1.

En las reivindicaciones dependientes se definen modos de realización particulares de la invención.

En resumen, la presente invención está basada en el principio de proporcionar un circuito de protección sustituyendo el diodo por un transistor MOSFET de potencia, y en particular un transistor de canal-p, y un circuito asociado de activación para reducir la caída de tensión a través de sus terminales a valores del orden de 100 mW. La invención se caracteriza por la provisión de una resistencia desequilibradora en el circuito MOSFET de activación, cuyo valor se elige con vistas a equilibrar los requisitos de tiempos de conmutación rápidos del MOSFET y de baja caída de tensión a través de sus terminales cuando está en funcionamiento, así como reducir la disipación de calor del circuito de protección en su totalidad.

La elección del transistor MOSFET de canal-p es lo más conveniente para minimizar el número de componentes del circuito de activación, ya que en otro caso requeriría una tensión de puerta mayor que la tensión de la batería, con la consiguiente necesidad de utilizar un circuito adicional elevador de tensión.

El MOSFET se controla para que conduzca cuando la tensión de entrada tiene la polaridad correcta y la corriente tiene la dirección correcta. Por otra parte, se desconecta en el caso de inversión de tensión o corriente.

Ventajosamente, la configuración de acuerdo con la invención hace posible efectuar ambas funciones de un diodo tradicional: conseguir protección de la inversión de polaridad e impedir la descarga del condensador de entrada hacia cargas externas en paralelo, cuando ocurren interrupciones cortas de la alimentación.

Otras características y ventajas de la invención serán explicadas con más detalle en la siguiente descripción detallada de un modo de realización, ofrecida a modo de ejemplo no limitativo, con referencia a los dibujos anexos, en los cuales:

la figura 1 muestra una configuración de alimentación tradicional de un circuito formado sobre una placa, de acuerdo con la técnica anterior; y

la figura 2 es un diagrama del circuito de protección que forma el objeto de la invención.

Con referencia a la figura 1, se indica con CB una placa de circuitos, por ejemplo una placa que incorpora una unidad de control de a bordo del vehículo y recibida en una caja protectora de material plástico. Esta placa incluye una etapa de entrada capacitiva C_{in} , mientras que la referencia L indica generalmente cargas y circuitos internos. Se dispone una batería B para alimentar las cargas L dispuestas en la placa y otras cargas externas L_{ext} , cada una a través de su respectivo circuito de protección.

En la figura 2 se ilustra el circuito de protección de acuerdo con la invención, como alternativa al diodo tradicional ilustrado en la figura 1.

Comprende un transistor MOSFET M1 de canal-p dispuesto en la línea de alimentación entre la batería y la carga, cuyo terminal D de drenaje está destinado a acoplarse con la batería B para recibir una tensión de alimentación V_B , y cuyo terminal S está destinado a acoplarse con los circuitos aguas abajo para proporcionarles una tensión V_{Bd} de un valor aproximadamente igual a V_B .

5 En los dibujos se indica también el diodo cuerpo apto para establecer un camino de corriente entre el drenaje y la fuente, y por tanto entre la batería y la carga a alimentar, al tiempo que presenta una alta caída de tensión a través de sus terminales.

10 El terminal puerta G del transistor M1 está conectado a un circuito de polarización que comprende una pareja de transistores bipolares p-n-p de polarización, indicados como Q1 y Q2, que pertenecen respectivamente a una rama aguas arriba y a una rama aguas abajo de M1, dispuestos entre la línea de alimentación y tierra.

15 El emisor del primer transistor Q1 está acoplado al terminal de drenaje del transistor M1 a través de una resistencia desequilibradora R_A , y el colector está acoplado a tierra a través de una resistencia de polarización R_{1pol} .

El emisor del segundo transistor Q2 está directamente acoplado al terminal fuente del transistor M1, y el colector está acoplado a tierra a través de una respectiva resistencia de polarización R_{2pol} .

20 Las bases de los dos transistores Q1 y Q2 están acopladas conjuntamente y al colector del transistor Q1, mientras que el colector del transistor Q2 está conectado al terminal de la puerta del transistor M1.

En un modo de realización preferido, hay interpuestas dos resistencias R_{b1} y R_{b2} de limitación de la corriente, entre las bases de los transistores Q1 y Q2 y el nodo de conexión al colector de Q1.

25 Hay dispuesto un diodo Zener DZ para limitar la tensión, entre la puerta y la fuente del transistor M1.

De aquí en adelante, se analizará en la descripción la función de tal circuito en sus funciones de protección contra la inversión de polaridad de la batería y la limitación de la descarga de la capacitancia de entrada de los circuitos aguas abajo para interrupciones cortas de la alimentación. Específicamente, se describirá el control de la tensión de polarización de puerta-fuente del transistor MOSFET M1, en función de las condiciones anómalas que pueden ocurrir, mostrando cómo tiene lugar automáticamente la limitación de la corriente que fluye a través del MOSFET desde la fuente al drenaje, cuando hay una inversión de polaridad.

35 Considérese el diagrama del circuito en su versión más sencilla, despreciando las resistencias de la base R_{b1} y R_{b2} .

El estado de conducción del MOSFET M1 se consigue por medio de una tensión en la puerta V_G inferior a la tensión en la fuente $V_S \approx V_B$. El diodo cuerpo del MOSFET permite un flujo de corriente en la dirección correcta, incluso en el caso de polarización de puerta insuficiente, de manera que no hay formación de canal.

40 Como los transistores bipolares Q1 y Q2 están formados de tal manera que tienen un comportamiento eléctrico y térmico lo más similar posible, por ejemplo debido a que están fabricados sobre el mismo chip o al menos encerrados dentro de la misma caja, es razonable asumir como hipótesis de partida simplificada que las respectivas caídas de tensión entre el emisor y la base son aproximadamente iguales, de manera que:

45
$$V_{eb1} \approx V_{eb2}$$

Al aplicar la segunda ley de Kirchhoff a la red formada por el transistor MOSFET M1, la resistencia desequilibradora R_A y los transistores bipolares Q1 y Q2, se puede considerar por tanto que la caída de tensión V_{DS} a través de los terminales del MOSFET a lo largo de la línea de alimentación, es igual a la caída de tensión que se establece a través de los terminales de la resistencia desequilibradora R_A :

$$V_{DS} \approx V_A$$

55 Esto es cierto para corrientes de alimentación I_{in} inferiores a un valor crítico, ya que, como el MOSFET tiene una resistencia de canal R_{DS} , para corrientes altas I_{in} , la caída de tensión a través de los terminales del canal calculada como $V_{DS} = R_{DS} \cdot I_{in}$ será del mismo orden de magnitud o mayor, constituyendo un término significativo con respecto al valor V_A , y la relación precedente ya no será cierta.

60 En realidad, aunque las resistencias de polarización de R_{1pol} y R_{2pol} son iguales, las caídas de tensión entre el emisor y la base son diferentes, ya que las respectivas corrientes de colector son diferentes.

En realidad, la corriente de colector I_1 del primer transistor Q1 puede ser calculada aproximadamente como:

65
$$I_1 \approx V_B / R_{1pol}$$

con la hipótesis de que el valor de la resistencia R_A es muy inferior al valor de la resistencia R_{1pol} , mientras que la corriente de colector I_2 del segundo transistor Q2, en virtud del hecho de que el MOSFET M1 trabaja linealmente (región de saturación) puede ser calculada como:

5 $I_2 \approx (V_B - V_{SG})/R_{2pol}$

o, análogamente, cambiando las referencias:

10 $I_2 \approx V_G/R_{2pol}$

y generalmente $V_G < V_B$ para permitir la conducción de M1.

El resultado será que $I_2 < I_1$ y consecuentemente $V_{eb2} < V_{eb1}$. Las diferencias entre las caídas de tensión emisor-base de los dos transistores bipolares son, sin embargo, del orden de 10 mV para las diferencias esperadas de corriente de colector y se suman al valor de la caída de tensión en la resistencia R_A :

15 $V_{DS} = V_A + \Delta V_{eb}$

Finalmente, como la caída de tensión a través de los terminales de la resistencia R_A está originada por la corriente I_1 , en detalle:

20 $I_1 = (V_B - V_{eb1})/R_{1pol}$

se puede concluir que la caída de tensión a través de los terminales del transistor MOSFET es una función de la tensión de alimentación:

25 $V_{DS} = f(V_B)$

y más precisamente:

30 $V_{DS} = V_A + \Delta V_{eb} = (V_B - V_{eb1}) \cdot R_A/R_{1pol} + \Delta V_{eb}$

y, con la elección conveniente de los valores de la resistencia de los componentes, es del orden de cientos de mV. En un modo de realización preferido de la invención, el valor de la resistencia de R_A es del orden de cientos de ohmios (por ejemplo 220 Ω) mientras que el valor de la resistencia de R_{1pol} y R_{2pol} es del orden de cientos de k Ω (por ejemplo, 100 k Ω).

En condiciones de inversión de polaridad de la tensión de alimentación, las uniones emisor-base de Q1 y Q2 están polarizadas inversamente, el transistor Q2 está apagado y la tensión entre la puerta y la fuente del MOSFET tiene un signo tal que apaga el transistor o lo mantiene apagado. En esta condición, el diodo parásito del propio MOSFET se opone al flujo de corriente.

Al ocurrir una condición de interrupción de la alimentación, el transistor MOSFET M1 está normalmente en conducción y es necesario absorber corriente desde la puerta para garantizar que el transistor se apaga rápidamente e impide el flujo de corriente desde las capacitancias internas de la placa hacia las cargas externas.

Habría una corriente que tendería a fluir desde la carga hacia la batería, a través de un camino que se origina desde el diodo antiparalelo de la carga interna e incluye la unión emisor-base con polarización directa del transistor Q2 y la unión emisor-base con polarización inversa del transistor Q1.

La resistencia R_A limita el valor de esta corriente, pero ésta puede limitarse aún más añadiendo las resistencias de la base R_{b1} y R_{b2} (por ejemplo con resistencias de 10 k Ω).

Una sola resistencia sería suficiente, pero con una configuración especular es posible también compensar las caídas de tensión a través de estas resistencias, debido a las respectivas corrientes de base.

La corriente de puerta del transistor MOSFET M1 se obtiene a partir de la corriente de colector del transistor Q2, cuya magnitud depende de la tensión V_{eb2} en la unión entre emisor y base, de acuerdo con la relación:

60 $V_{eb2} = V_{SD} + V_A + V_{eb1}$

en la cual V_{SD} es la tensión positiva que se establece entre la fuente y el drenaje de M1, en virtud de la inversión de la corriente.

La presencia de la resistencia R_A , y el establecimiento de una tensión $V_A \neq 0$ a través de sus terminales, permite un aumento en el valor de V_{eb2} , el cual sería en otro caso solamente una función de las tensiones V_{eb1} y V_{SD} , siendo

esta última inicialmente muy baja.

5 Un valor mayor de la tensión V_{eb2} origina un aumento de la corriente I_2 de colector del transistor Q2 y por tanto de la corriente extraída por la puerta del MOSFET, de manera que la conmutación de M1 desde la conducción a un estado apagado ocurre más rápidamente. En esta condición, la puerta se descarga linealmente hasta que alcanza la zona de linealidad del MOSFET, y después comienza una realimentación positiva al aumentar la caída de tensión USD, lo cual aumenta la polarización de Q2 y la rapidez de la descarga de la puerta.

10 De nuevo, las resistencias de la base R_{b1} y R_{b2} limitan ventajosamente la corriente en las uniones emisor-base.

El valor de la resistencia de R_A se elige equilibrando los requisitos de tiempos rápidos de conmutación del MOSFET y la caída de tensión a través de sus terminales cuando está en funcionamiento, así como una reducida disipación de calor del circuito de protección en su totalidad.

15 Con los valores preferidos de los parámetros previamente indicados, se consiguen tiempos de respuesta del de la conmutación del MOSFET de aproximadamente 6 μ s.

20 Naturalmente, permaneciendo inalterado el principio de la invención, los modos de realización y detalles de construcción pueden ser variados ampliamente con respecto a lo que se ha descrito e ilustrado meramente a modo de ejemplo no limitativo, sin salir por ello del alcance de protección definido en las reivindicaciones anexas.

REIVINDICACIONES

1. Un circuito de protección para proteger un circuito eléctrico (L) contra la inversión de polaridad de la alimentación, que se puede hacer funcionar para permitir un flujo de corriente desde una fuente (B) de tensión de alimentación de CC hacia un circuito (L) y para impedir el flujo en el sentido opuesto, que comprende un interruptor electrónico controlado (M1) destinado a estar interpuesto en una línea de alimentación entre un terminal de dicha fuente (B) que tiene una tensión positiva con respecto a un potencial de referencia y el circuito (L), y que puede controlarse para que sea selectivamente conductor por medio de un circuito de activación asociado; en el cual dicho circuito de activación está dispuesto para detectar la polaridad de la tensión y el sentido de la corriente susceptible de ser aplicada al circuito (L) y para emitir una señal de control que funciona de manera que activa dicho interruptor (M1) a un estado de conducción cuando el terminal acoplado a la línea de alimentación tiene realmente una tensión positiva y se alimenta corriente al circuito, y a un estado de desconexión en condiciones de inversión de la polaridad y/o cuando se extrae la corriente desde el circuito; comprendiendo además el circuito de activación una pareja de ramas dispuestas entre la línea de alimentación y un conductor del potencial de referencia, respectivamente aguas arriba y aguas abajo de dicho interruptor (M1), que incluye unos respectivos transistores bipolares (Q1, Q2) del tipo p-n-p, conectados conjuntamente a través de sus respectivas bases y que tienen sus emisores acoplados a la línea de alimentación y sus colectores acoplados al conductor de referencia, en el cual la rama aguas abajo está conectada a un terminal (G) de control de dicho interruptor (M1); caracterizado porque la rama del circuito aguas arriba del interruptor (M1) incluye una resistencia desequilibradora (R_A), dispuesta entre la línea de alimentación y el emisor del transistor bipolar asociado (Q1).
2. Un circuito de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado porque el interruptor electrónico controlado (M1) es un transistor MOS de efecto campo de canal-p cuyo terminal (D) de drenaje está destinado a acoplarse con la fuente (B) de la tensión de alimentación y cuyo terminal fuente (S) está destinado a acoplarse con el circuito (L).
3. Un circuito de acuerdo con la reivindicación 1, en el que los transistores bipolares (Q1, Q2) están formados en el mismo chip o dispuestos dentro de la misma caja de disipación de calor.
4. Un circuito de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado porque ambas ramas incluyen respectivas resistencias de polarización (R_{1pol} , R_{2pol}) dispuestas entre el colector del transistor bipolar asociado (Q1, Q2) y el conductor de referencia.
5. Un circuito de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado porque el valor de la resistencia desequilibradora (R_A) es al menos dos órdenes de magnitud inferior a los valores de las resistencias de polarización (R_{1pol} , R_{2pol}).
6. Un circuito de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, caracterizado porque el circuito de activación incluye al menos una resistencia de base (R_{b1} , R_{b2}) dispuesta entre las bases de los transistores bipolares (Q1, Q2).
7. Un circuito de acuerdo con la reivindicación 6, en el cual el circuito de activación incluye dos resistencias de base (R_{b1} , R_{b2}) del mismo valor de resistencia.
8. Un circuito de acuerdo con la reivindicación 2, caracterizado porque incluye medios limitadores de tensión (DZ) dispuestos entre el terminal (G) de control y el terminal fuente (S) del interruptor (M1).
9. Un circuito de acuerdo con la reivindicación 8, caracterizado porque dichos medios limitadores de tensión comprenden un diodo Zener (DZ).

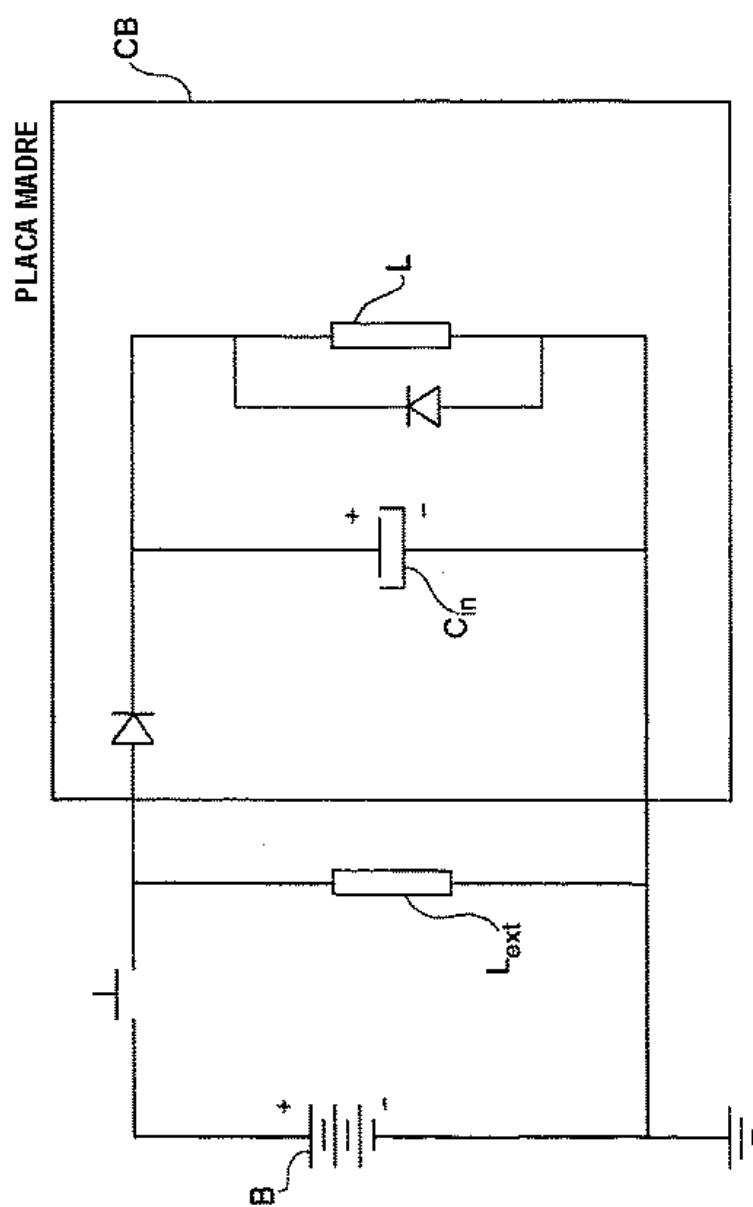


Fig.1

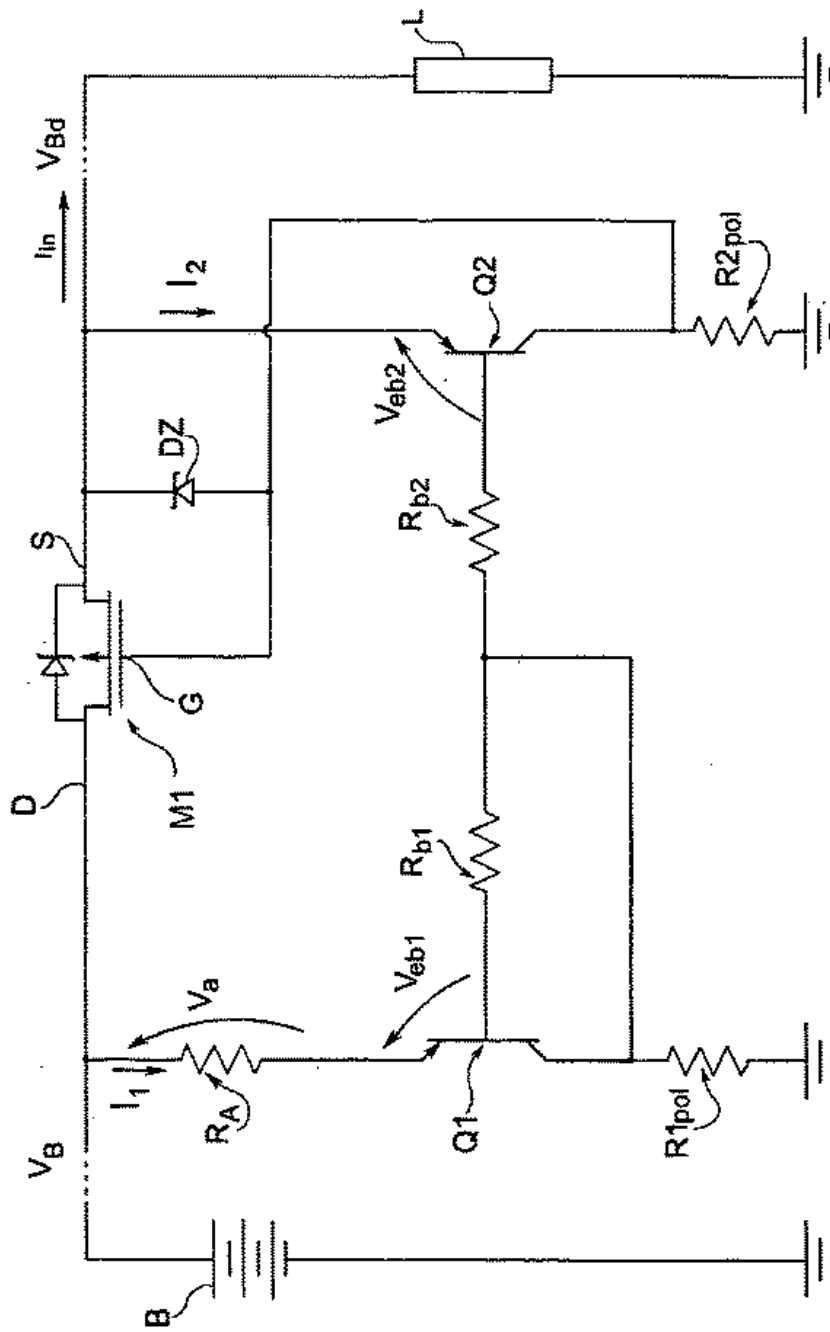


Fig.2