(19) **Bundesrepublik Deutschland**
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 600 16 477 T2** 2005.12.15

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 028 526 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **600 16 477.2**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **00 102 236.7**
(96) Europäischer Anmeldetag: **14.02.2000**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **16.08.2000**
(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **08.12.2004**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **15.12.2005**

(51) Int Cl.[7]: **G01R 19/15**
G01R 19/00

(30) Unionspriorität:

7425999	**14.02.1999**	**JP**
2000032364	**09.02.2000**	**JP**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE, FR, GB

(73) Patentinhaber:
Yazaki Corp., Tokio/Tokyo, JP

(72) Erfinder:
Ohshima, Shunzou, Kosai-shi, Shizuoka-ken, 431-04301, JP

(74) Vertreter:
HOFFMANN & EITLE, 81925 München

(54) Bezeichnung: **Schaltungsanordnung mit Schwachstromdetektion**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

HINTERGRUND DER ERFINDUNG

1. Gebiet der Erfindung

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf ein Halbleiterumschaltgerät, das mit einer Schwachstromdetektionsfunktion ausgestattet ist.

2. Beschreibung des Standes der Technik

[0002] Als herkömmliches Halbleiterumschaltgerät mit einer Stromdetektionsfunktion kann das in Fig. 1 gezeigte herangezogen werden. Dieses Umschaltgerät ist zwischen einer Leistung **101** und einer Last **102** installiert. Dieses Gerät weist eine Struktur auf, die einen Nebenwiderstand bzw. Shunt-Widerstand RS mit dem Umschaltgerät verbindet, das aus Leistungs-FETs etc. in Reihe besteht. Gewöhnlich sind der Nebenwiderstand und das Umschaltgerät in dem identischen Substrat enthalten. Die Stromdetektion wird ausgeführt unter Verwendung des Potentialunterschieds, der im Nebenwiderstanddoppelende bzw. über beide Enden desselben entsteht. Der Potentialunterschied entsteht in dem Doppelende des Nebenwiderstands RS, wenn Laststrom fließt. Dieser Potentialunterschied wird in einem Differenzialverstärker **911** und in einem Gleichstromverstärker **913** verstärkt. Der verstärkte Potentialunterschied wird beim Durchgehen durch einen A/D-Umsetzer **902** in den Mikrocomputer eingelesen, und der Mikrocomputer beurteilt Überströme und geringe Ströme, etc. Vernachlässigbare Ströme, wie zum Beispiel der Leckagestrom, können in Theorie durch dieses Verfahren detektiert werden. Da der Wert des Detektionsstroms klein ist, entsteht ein Problem, dass die Detektionssensitivität angehoben wird. Folglich wird die Gegenmaßnahme benötigt, den verstärkten Faktor des Gleichstromverstärkers **913** und des Differenzialverstärkers **911** zu erhöhen und den Wert des Nebenwiderstandes zu erhöhen. Es entsteht das Problem, dass die exothermische Reaktion des Nebenwiderstandes sich mit einem fließenden Laststrom erhöht, wenn der Nebenwiderstand erhöht wird. Zusätzlich gibt es das Problem, dass die angelegte Spannung an die Last sich verringert, wenn der Spannungsabfall sich erhöht, der in dem Nebenwiderstand entsteht. Zwischenzeitlich gibt es ein Problem, dass die Detektionsgenauigkeit schlecht wird, da ein Signal-zu-Rauschen-Verhältnis sich verschlechtert, wenn ein Verstärkungsfaktor des Differenzialverstärkers **911** und des Gleichstromverstärkers **913** angehoben wird. In Verfahren, die diesen Nebenwiderstand verwenden, ist dieses Problem schwierig, und das zu bewerkstelligende Ziel wird schwierig, wenn der Wert für ein Detektieren eines vernachlässigbaren Stroms sich verringert.

[0003] Eine ursprüngliche Funktion des Halbleiterumschaltgeräts ist die elektrische Leistung von der Leistungsquelle **101** der Last **102** zuzuführen. Abgesehen davon, weist es die Funktion, nämlich die Überstromschutzfunktion auf, wenn das Problem aufkommt, in welchem die Verdrahtung zwischen der Last **102** und dem Nebenwiderstand RS Erde berührt, was davor schützt, dass ein großer Strom durch die Verdrahtung mit dem Nebenwiderstand fließt. Es weist die schützende Funktion auf, dass ein großer Strom durch die Verdrahtung mit dem Nebenwiderstand fließt. Diese Überstromschutzfunktion wird essentiell, wenn der Leckagestrom von der Stromleitung bzw. Leistungsleitung unter Verwendung des Nebenwiderstands gemessen wird. Es gibt einen Fall, in dem das Halbleiterumschaltgerät Heiz- und Abschaltfunktionen besitzt. Das Halbleiterumschaltgerät enthält ein Leistungselement (Haupt-FET) QM, einen Widerstand RG, einen Temperatursensor **121**, einen Latch **122** und ein Überhitzungsunterbrechelement FETQS, wie in Fig. 2 gezeigt. Es weist eine Heiz- und Abschaltfunktion auf, die obligatorisch einen Temperatursensor eingebaut in den FETQF abschaltet durch eine enthaltene Gate-Unterbrechungsschaltung, wenn die Übergangstemperatur des FETQF ansteigt bis der Regulierungswert überschritten wird. Falls der Temperatursensor **121** detektiert, dass die Temperatur des Leistungselements QM sich über den vorbestimmten Wert erhöht, hält der Latch **122** nämlich die erhöhte Temperaturinformation, um das Bremselement QS anzuschalten, welches das Leistungselement QM mit Gewalt abschaltet. Der Temperatursensor **121** besteht aus vier Dioden, die seriell verbunden sind und sind beispielsweise aus Polysilizium gemacht und sind in der Nähe des Leistungselements QM integriert. Wenn sich die Temperatur des Leistungselements QM erhöht, verringert sich ein Vorwärtsspannungsabfall der vier Dioden des Temperatursensors **121**. Das Gate-Potential eines FET Q51 fällt auf einen niedrigen Wert ab und der FET Q51 wechselt von AN auf AUS. Dies zieht das Gate-Potential eines FET Q54 auf das Potential eines Gate-Steueranschlusses G des Elements QF hoch, um den FET Q54 von AUS auf EIN zu ändern. Als Ergebnis stellt der Latch **122** "1" ein zum Bereitstellen einer Ausgabe eines hohen Werts. Diese Ausgabe ändert das Bremselement QS von AUS auf EIN, um das wahre Gate TG und Source bzw. Quelle S des Leistungselements QM kurzzuschließen. Deshalb wechselt das Leistungselement QM von AN auf AUS. Das Leistungselement QM wird nämlich ausgeschalten.

[0004] Gemäß Fig. 1 hält eine Zener-Diode ZD1 eine Spannung von 12 V zwischen dem Gate-Anschluss G und Source-Anschluss S des Elements QF und dient als eine Umführung für eine Überspannung, so dass die Überspannung das wahre Gate TG des Leistungselements QM vermeiden kann. Der Treiber **901** weist Differenzialverstärker **911** und **913** auf, die als Stromüberwachungsschaltung dienen,

wobei ein Differenzialverstärker **912** als eine Strombegrenzungsschaltung, eine Ladungspumpe **915** und ein Treiber **914** dient. Gemäß einem AN/AUS-Steuersignal von dem Mikrocomputer **903** und einem Überstromsignal der Strombegrenzungsschaltung, treibt der Treiber **914** das wahre Gate TG des Elements QF an. Falls ein eine obere Grenze überschreitender Überstrom von dem Differenzialverstärker **912** detektiert wird, aufgrund eines Spannungsabfalls an dem Nebenwiderstand bzw. Shunt-Widerstand RS, macht der Treiber **914** das Element QF nicht-leitend. Falls der Strom wieder unter die obere Grenze fällt, macht der Treiber **914** das Element QF leitend. Andererseits überwacht der Mikrocomputer **903** immer einen Strom durch die Stromüberwachungsschaltung gebildet aus den Differenzialverstärkern **911** und **913**, und falls er einen abnormalen, einen normalen Wert überschreitenden Strom detektiert, bringt er den Treiber **914** dazu, das Element QF abzuschalten. Falls die Temperatur des Elements QF einen vorbestimmten Wert überschreitet, bevor der Mikrocomputer **903** eine AUS-Anweisung an den Treiber **914** ausgibt, schaltet die oben angesprochene Überhitzunterbrechfunktion das Element QF ab.

[0005] Der Stand der Technik muss den Nebenwiderstand RS anwenden, der mit der Stromleitung seriell verbunden ist, um einen Strom in der Stromleitung zu detektieren. wenn ein durch die Stromleitung von einer Leistungsquelle an eine Last gelieferter Strom groß ist, wird ein großer Hitzeverlust in dem Nebenwiderstand RS hervorgerufen, der unübersehbar ist.

[0006] Um einen schwachen Strom in der Stromleitung zu detektieren, muss der Widerstandswert des Nebenwiderstands RS groß sein. Dies bewirkt jedoch eine große Menge an Hitze, wenn ein großer Strom durch die Stromleitung hindurch geht. Um dies zu vermeiden, muss der Widerstandswert des Nebenwiderstands RS verringert werden, und dann wird es schwierig, einen schwachen Strom in der Stromleitung zu detektieren.

[0007] Der Stand der Technik detektiert einen Strom in der Stromleitung gemäß einem Spannungsabfall an dem Nebenwiderstand RS. Um dies zu erreichen, muss der Stand der Technik eine Stromüberwachungsschaltung mit dem Nebenwiderstand RS, einem A/D-Umsetzer **902**, Mikrocomputer **103**, etc. aufweisen. Diese Teile brauchen viel Raum und sind teuer, wodurch die Größe und Kosten des Umschaltgeräts erhöht werden.

[0008] Selbst wenn die durch das Umschaltgerät gesteuerte Last aus ist, wird ein Leckstrom fließen, falls die Stromleitung zwischen der Last und der Leistungsquelle einen Erdungsfehler oder einen Kurzschluss hervorruft aufgrund von beispielsweise Abrieb, Feuchtigkeit oder Korrosion. Falls keine Maßnahmen unternommen werden, wird der Leckstrom sich erhöhen und ein Feuer verursachen. Es wird deshalb mit Nachdruck verlangt, einen schwachen Leckstrom zu überwachen, während die Last aus ist.

[0009] US 5 646 520 offenbart ein Umschaltgerät, das "Sense-FET"-Stromerfassen verwendet, wobei ein Nebenwiderstand nicht gebraucht wird.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0010] Eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, ein Halbleiterumschaltgerät bereitzustellen mit einer Schwachstromdetektionsfunktion, das in der Lage ist, einen schwachen Leckstrom in einer Stromleitung zu detektieren, ohne einen in Serie mit der Stromleitung verbundenen Nebenwiderstand. Dieses Umschaltgerät minimiert einen Hitzeverlust, ist leicht zu integrieren und ist mit geringen Kosten herstellbar.

[0011] Um diese Aufgabe zu lösen, stellt die vorliegende Erfindung eine Vorrichtung nach Anspruch 1 bereit.

[0012] Die ersten bis dritten Halbleiterelemente können FETs (Feldeffekttransistoren), SITs (statische Induktionstransistoren) oder BJTs (bipolare Flächentransistoren) sein. Sie können auch ESTs (Emitter-geschaltete Thyristoren), MOS-Verbundelemente sein, wie zum Beispiel MCTs (MOS-gesteuerte Thyristoren) oder isolierte Gate-Leistungselemente, wie zum Beispiels IGBTs (isolierte Gate-Bipolar-Transistoren). Die Halbleiterelemente können entweder von einem n-Kanaltyp oder einem p-Kanaltyp sein. Die erste Hauptelektrode ist eine Emitter- oder Kollektorelektrode in dem Fall der BJTs und IGBTs und eine Source- oder Drain-Elektrode in dem Fall der IGFETs, wie zum Beispiel MOSFETs oder MOSSITs. Die zweite Hauptelektrode ist die andere der Emitter- und Kollektorelektrode in dem Fall der BJTs und IGBTs und die andere der Source- und Drain-Elektrode in dem Fall der IGFETs. Falls die erste Hauptelektrode eine Emitterelektrode ist, ist die zweite Hauptelektrode eine Kollektorelektrode und falls die erste Hauptelektrode eine Source-Elektrode ist, ist die zweite Hauptelektrode eine Drain-Elektrode. Die Steuerelektrode ist eine Basiselektrode in dem Fall der BJTs oder einer Gate-Elektrode in dem Fall der IGBTs und IGFETs.

[0013] Die Leistungsversorgungssteuereinheit bzw. Controller ist eine Stromoszillationsumschaltschaltung. Das erste Halbleiterelement der Leistungsversorgungssteuereinheit kann ein Leistungs-MOSFET sein. Die vorliegende Erfindung detektiert den Unterschied zwischen einer Anschlussspannung des ersten Halbleiterelements und einer Anschlussspannung (Referenzspannung) des zweiten Halbleiterelements, und gemäß dem Unterschied bestimmt sie

eine Abweichung der Anschlussspannung des ersten Halbleiterelements in dem Leistungsversorgungspfad von einem normalen Niveau. Dieses gleicht einem Bestimmen einer Abweichung eines Stroms, der durch den Leistungsversorgungspfad hindurch geht von einem normalen Strom. Durch Verbinden der Stromoszillationsumschaltschaltungen, das heißt, den Leistungsversorgungssteuereinheiten parallel miteinander, wird ein großer Strom gehandhabt. Um einen schwachen Strom zu detektieren, kann optional eine Referenzspannung entsprechend dem schwachen Strom gesetzt werden.

[0014] Die vorliegende Erfindung braucht keinen stromdetektierenden Nebenwiderstand des Standes der Technik in einem Leistungsversorgungspfad, wodurch ein Hitzeverlust unterdrückt wird. Die vorliegende Erfindung ist in der Lage, auch nicht nur auf einen Überstrom aufgrund eines direkten Kurzschlusses anzusprechen aber auch auf einen anomalen Strom aufgrund eines unvollständigen Kurzschlusses, wie zum Beispiel einem Schichtkurzschluss, was zu einem gewissen Ausmaß einen Kurzschlusswiderstand involviert. Die vorliegende Erfindung detektiert einen Überstrom ohne einen Nebenwiderstand und führt eine AN-/AUS-Steuerung der Halbleiterelemente mit einer Hardware-Schaltung ohne einen Mikrocomputer aus, wodurch Platz und Kosten des Umschaltgeräts verringert werden.

[0015] Der Schwachstromdetektor ist auch eine Stromoszillationsumschaltschaltung, die mit einer Schwachstromdetektionsfunktion bereitgestellt ist. In der folgenden Erklärung werden die Leistungsversorgungssteuereinheit, der Schwachstromdetektor und die Stromoszillationsumschaltschaltung gleichermaßen gehandhabt.

[0016] Die Wirkung der vorliegenden Erfindung verbessert sich, im Fall, dass ein AN-Widerstandswert bereitgestellt wird, wenn das Umschaltgerät alleine betrieben wird, auf größer gesetzt wird als ein AN-Widerstandswert, bereitgestellt, wenn die Leistungsversorgungselemente alleine betrieben werden. Dies erhöht eine in dem Umschaltgerät erzeugte Spannung, wobei die Detektionsgenauigkeit eines schwachen Stroms verbessert wird.

[0017] Andere und weitere Aufgaben und Merkmale der vorliegenden Erfindung werden offensichtlich beim Verständnis der dargestellten Ausführungsformen, die in Verbindung mit den begleitenden Zeichnungen beschrieben werden, oder werden in den anhängenden Ansprüchen angezeigt, und verschiedene Vorteile, auf die hierin nicht Bezug genommen wird, werden dem Fachmann beim Anwenden der Erfindung in der Praxis, ersichtlich.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0018] Fig. 1 zeigt ein Schaltungsdiagramm, das ein Halbleiterumschaltgerät gemäß dem Stand der Technik zeigt;

[0019] Fig. 2 zeigt ein Schaltungsdiagramm, das ein Halbleiterelement mit einem Temperatursensor zeigt;

[0020] Fig. 3 zeigt ein Schaltungsdiagramm, das ein Umschaltgerät gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt;

[0021] Fig. 4 zeigt ein Schaltungsdiagramm, das eine Stromoszillationsumschaltschaltung zeigt, die als Leistungsversorgungssteuereinheit in dem Umschaltgerät der vorliegenden Erfindung dient;

[0022] Fig. 5 zeigt einen wesentlichen Teil der Stromoszillationsumschaltschaltung des Umschaltgeräts der vorliegenden Erfindung, die auf einem einzigen Chip gebildet wird;

[0023] Fig. 6 zeigt ein Schaltungsdiagramm, das eine Stromoszillationsumschaltschaltung zeigt, die als Schwachstromdetektor in dem Umschaltgerät der vorliegenden Erfindung dient.

[0024] Fig. 7 zeigt schematisch ein äquivalentes Schaltungsdiagramm, das ein erstes Halbleiterelement in der Stromoszillationsumschaltschaltung des Umschaltgeräts der vorliegenden Erfindung zeigt;

[0025] Fig. 8 zeigt ein Schaubild, das Drain-Source-Spannungscharakteristikkurven der Stromoszillationsumschaltschaltung der vorliegenden Erfindung zeigt während eines von AUS auf AN Übergangszustands;

[0026] Fig. 9A zeigt ein Schaubild, das Drain-Stromcharakteristische Kurven des ersten Halbleiterelements in der Stromoszillationsumschaltschaltung der vorliegenden Erfindung während eines Übergangszustands zeigt;

[0027] Fig. 9B zeigt ein Schaubild, das Drain-Source-Spannungcharakteristische Kurven entsprechend den Kurven von Fig. 9A zeigt.

BESCHREIBUNG DER BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGSFORMEN

[0028] Verschiedene Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung werden mit Bezug auf die begleitenden Zeichnungen beschrieben. Es ist zu erwähnen, dass die gleichen oder ähnlichen Bezugszeichen auf die gleichen oder ähnlichen Teile und Elemente in den Zeichnungen angewendet werden, und die Beschreibung der gleichen oder ähnlichen Teile

oder Elemente wird weggelassen oder vereinfacht.

[0029] Die Fig. 3 zeigt ein Umschaltgerät gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung. Das Umschaltgerät weist Stromoszillationsumschaltschaltungen oder Leistungsversorgungssteuereinheiten **110a** bis **110c** auf zum Hindurchgehenlassen eines Stroms zum Antreiben einer Last **102**, sowie eine Stromoszillationsumschaltschaltung oder ein Schwachstromdetektor **114** zum Detektieren eines schwachen Stroms, wie zum Beispiel einem Leckstrom. Die Umschaltschaltungen **110a** bis **110c** und **114** sind parallel miteinander verbunden und sind in einem Pfad zwischen der Last **102** und einer Leistungsquelle VB angeordnet. Die Umschaltschaltungen **110a** bis **110c** weisen Anschlüsse T2 auf, die mit einem Schalter SW1 und einem Widerstand R10 verbunden sind. Das andere Ende des Schalter SW1 ist geerdet, und das andere Ende des Widerstands R10 ist mit der Leistungsquelle VB verbunden. Ein Anschluss T12 der Umschaltschaltungen **114** ist mit einem Schalter SW11 und einem Widerstand R101 verbunden. Das andere Ende des Schalters SW11 ist geerdet und das andere Ende des Widerstandes R101 ist mit der Leistungsquelle bzw. Stromquelle VB verbunden. Wenn der Schalter SW1 AN ist, sind die Umschaltschaltungen **110a** bis **110c** leitend. Jede Last **102** enthält einen Schalter, und wenn dieser Schalter AN ist, geht ein Strom durch die Last **102**. Falls die Last **102** ganz AUS ist, fließt kein normaler Laststrom, selbst wenn der Schalter SW1 AN ist. In diesem Zustand ist der Schalter SW1 AUS-geschaltet und der Schalter SW11 AN, um die Umschaltschaltungen **110a** bis **110c** und die Umschaltschaltung **114** AUS zu schalten. Die Umschaltschaltung **114** wird keinen Strom hindurch lassen, falls es keinen Leckstrom in der Leitung zwischen der Umschaltschaltung **114** und der Last **102** oder in der Last **102** selbst gibt. Falls es einen Leckstrom in der Leitung zwischen der Umschaltschaltung **114** und der Last **102** oder in der Last **102** selbst gibt, wird die Umschaltschaltung **114** die Summe solcher Leckströme hindurch lassen, was detektierbar ist. Die Anzahl von parallel verbundenen Umschaltschaltungen **110a** bis **110c** ist abhängig von einem Strom, der durch die Last **102**, etc. hindurch gehen soll. Wenn ein großer Strom durch die Last durchgelassen wird, wird die Anzahl der Umschaltschaltungen erhöht zum Verringern eines Spannungsabfalls in dem Umschaltgerät. Eine Sicherung FL von Fig. 3 wird nicht immer benötigt.

[0030] Falls der Schalter SW1 AN ist und der Schalter SW11 AUS, sind die Anschlüsse T1 und T3 der Umschaltschaltungen **110a** bis **110c** leitend, um die Leistungsquellenspannung an die Last **102** anzulegen. Jede Last **102** hat ihren eigenen Schalter, der angeschaltet wird zum Antreiben der Last **102** und ausgeschaltet wird zum Anhalten der Last **102** unabhängig von der Leistungsquellenspannung. Die Umschaltschaltungen **110a** bis **110c** dienen nämlich zum Anlegen der Leistungsquellenspannung an die Last **102** und sind nicht dafür vorgesehen, die Last **102** an- und auszuschalten. Falls der Schalter SW1 AUS ist und SW11 AN, werden die Anschlüsse T1 und T3 der Umschaltschaltungen **110a** bis **110c** nicht leitend, um die Leistungsquellenspannung an der Last **102** zu stoppen. Zu dieser Zeit ist, falls der Schalter der Last **102** selbst AUS ist, ein zwischen den Anschlüssen T11 und T13 der Umschaltschaltung **114** fließender Strom nur ein Leckstrom von der Last **102**. Die Umschaltschaltung **114** vergleicht den Leckstrom mit einem Referenzwert und stellt ein resultierendes Signal bereit. Falls der Schalter der Last **102** selbst AN ist, überlagert ein Lastantriebsstrom den Leckstrom und die überlagernden Ströme fließen zu der Umschaltschaltung **114**. Dann ist die Umschaltschaltung **114** nicht in der Lage, den Leckstrom zu detektieren.

[0031] Die Umschaltschaltungen **110a** bis **110c** dienen zum Minimieren eines Spannungsabfalls bezüglich eines Laststroms. Falls die Umschaltschaltungen **110a** bis **110c** AN sind, wenn ein Leckstrom detektiert wird, wird der Leckstrom an die Umschaltschaltungen **110a** bis **110c** verteilt und wird sehr schwach. Dann ist es sehr schwer für die Umschaltschaltung **114**, den Leckstrom zu detektieren. Um dies zu vermeiden, und einen Leckstrom vollständig zu der Umschaltschaltung **114** zu leiten, verwendet die vorliegende Erfindung die oben angesprochene Schaltungskonfiguration.

[0032] Die Fig. 4 zeigt ein Schaltungsdiagramm, das eine Stromoszillationsumschaltschaltung **110** zeigt, die von dem Umschaltgerät der vorliegenden Erfindung verwendet wird. Die Umschaltschaltung **110** von Fig. 4 entspricht einer der Umschaltschaltungen **110a** bis **110c** von Fig. 3. Die Umschaltschaltung **110** weist ein erstes Halbleiterelement QA auf, das als ein Hauptleistungselement dient, sowie eine Steuereinheit. Die Steuereinheit detektiert einen anormalen zu dem ersten Halbleiterelement QA fließenden Strom, schaltet das erste Halbleiterelement QA AN und AUS in Ansprechen auf den anormalen Strom, um Stromoszillationen hervorzurufen zum Unterbrechen eines leitenden Zustandes des ersten Halbleiterelementes QA. Das erste Halbleiterelement QA und die Steuereinheit sind in einem einzigen Substrat integriert. Das erste Halbleiterelement und die Steuereinheit können einen Hybrid-IC bilden, der ein aus Keramik oder Glasepoxy hergestelltes isolierendes Substrat oder ein isolierendes Metallsubstrat verwendet. Bevorzugt werden das erste Halbleiterelement QA und die Steuereinheit in einem monolithischen Leistungs-IC integriert, der auf einem einzelnen Halbleitersubstrat (ein einzelner Chip) gebildet ist.

[0033] Der Leistungs-IC ist zwischen der Leistungsquelle **101** zum Versorgen mit einer Ausgangsspan-

nung VB und der Last **102**, wie zum Beispiel einer Lampe, verbunden. In Fig. 4 weist das erste, als Hauptelement der Umschaltschaltung **110** dienende Halbleiterelement QA eine Funktion auf für ein Hitzeerfassen und Unterbrechen der Umschaltschaltung **110** ansprechend auf die erfasste Hitze. Das erste Halbleiterelement QA von Fig. 4 kann das von Fig. 2 mit einem Temperatursensor sein. In der folgenden Erklärung ist das erste Halbleiterelement QA das von Fig. 2 in Verbindung stehend mit einem Temperatursensor. Die Erfassungs- und Unterbrechfunktion wird nicht gebraucht. Das erste Halbleiterelement QA weist eine erste Hauptelektrode, zweite Hauptelektrode und Steuerelektrode auf. Das erste Halbleiterelement QA kann ein Leistungs-MOSFET sein, beispielsweise von einer DMOS-Struktur, VMOS-Struktur oder UMOS-Struktur oder ein MOSSIT mit einer ähnlichen Struktur. Das erste Halbleiterelement QA kann ein MOS-Verbundelement sein, wie zum Beispiel ein EST oder ein MCT oder ein isolierendes Gate-Leistungselement, wie zum Beispiel ein IGBT. Falls das Gate des ersten Halbleiterelements QA immer eine Sperrvorspannung besitzt, kann das erste Halbleiterelement QA ein Sperrschicht-FET, ein Sperrschicht STI oder ein SI-Thyristor sein. Das erste Halbleiterelement QA kann von einem n-Kanaltyp oder p-Kanaltyp sein. Die Stromoszillationsumschaltschaltung **110** kann nämlich von einem n-Kanaltyp oder einem p-Kanaltyp sein.

[0034] Gemäß Fig. 4 ist die Umschaltschaltung **110** von einem N-Kanaltyp und ist monolithisch auf einem einzelnen Halbleitersubstrat gebildet. Die Umschaltschaltung **110** besteht aus dem ersten Halbleiterelement QA und einem zweiten Halbleiterelement QB, das parallel mit dem ersten Halbleiterelement QA verbunden ist. Das zweite Halbleiterelement QB dient als ein Referenzelement und kann ein FET sein. Die Umschaltschaltung **110** weist auch einen Komparator bzw. Vergleicher CMP1 auf zum Vergleichen einer Hauptelektrodenspannung des ersten Halbleiterelements QA mit einer Hauptelektrodenspannung des zweiten Halbleiterelements QB, sowie einen Treiber **111** zum Liefern einer Steuerspannung an die Steuerelektroden des ersten und zweiten Halbleiterelements QA und QB. Sowohl das erste als auch das zweite Halbleiterelement QA und QB weisen eine erste und zweite Hauptelektrode auf. Die erste Hauptelektrode ist der Emitter- oder Kollektorbereich eines IGBTs oder der Source- oder Drain-Bereich eines Leistungs-IGFETs, wie zum Beispiel einem Leistungs-MOSFET oder einem Leistungs-MOSSIT. Die zweite Hauptelektrode ist die andere von dem Emitter- und Kollektorbereich oder die andere von dem Source- und Drain-Bereich. Falls die erste Hauptelektrode ein Emitterbereich ist, ist die zweite Hauptelektrode ein Kollektorbereich und falls die erste Hauptelektrode ein Source-Bereich ist, ist die zweite Hauptelektrode ein Drain-Bereich. Die Steuerelektrode ist eine Gate-Elektrode im IGBT oder Leistungs-IGFET. Das erste und zweite Halbleiterelement QA und QB weisen ähnliche Strom-spannungscharakterische Kurven auf und die gleiche Haupt- und Steuerelektrodenkonfigurationen.

[0035] In dieser Ausführungsform ist das erste Halbleiterelement QA das von Fig. 2 in Verbindung stehend mit einem Temperatursensor. In Fig. 2 weist das erste Halbleiterelement QA ein Leistungs-Element QM auf, das ein Leistungs-FET ist, sowie ein Widerstand RG verbunden mit einem wahren Gate TG des Leistungselements QM, ein Temperatursensor **121**, ein FET Q51, dessen Gate mit dem Temperatursensor **121** verbunden ist, ein mit der Ausgangsseite des FET Q51 verbundener Latch **122** und ein Überhitzunterbrechelement QS, das ein FET ist, dessen Gate mit der Ausgangsseite des Latch **122** verbunden ist. Die Ausgangsseite des Unterbrechelements QS ist mit dem wahren Gate des Leistungselements QM verbunden. Das Leistungselement QM kann ein Multikanalleistungselement sein, bestehend aus einer Vielzahl von Einheitszellen. Das Leistungselement QM ist parallel mit dem zweiten Halbleiterelement QB verbunden. Das zweite Halbleiterelement QB ist nämlich in der Nähe des ersten Halbleiterelements QA angeordnet. Das zweite Halbleiterelement QB kann keinen Temperatursensor, Latch oder Überhitzungsunterbrechelement aufweisen. Da das zweite Halbleiterelement QB neben dem Leistungselement QM in dem gleichen Prozess gebildet wird, werden keine Schwankungen in den elektrischen Eigenschaften des zweiten Halbleiterelements QB und Leistungselements QM aufgrund von Temperaturirregularitäten in den Posten enthalten sein. Die Stromkapazität des zweiten Halbleiterelements QB wird so gesetzt, dass sie kleiner ist als die des Leistungselements QM durch Anpassen der Anzahl von parallel verbundenen Einheitszellen in dem zweiten Halbleiterelement QB. Das zweite Halbleiterelement QB weist zum Beispiel eine Einheitszelle auf, während das Leistungselement QM aus 1000 Zellen besteht. In diesem Fall ist das Verhältnis der Kanalbreite des zweiten Halbleiterelements QB zu der des Leistungselements QM 1:1000. Der Temperatursensor **121** besteht aus seriell verbundenen Dioden. Diese Dioden sind beispielsweise aus einem Polysilizium-dünnen Film gebildet, der auf einem Zwischenschicht Isolationsfilm abgeschieden wird, der auf dem zweiten Halbleiterelement QB und Leistungselement QM gebildet wird. Der Temperatursensor **121** ist bei einem Kanalbereich eines Leistungselements QM integriert. Während die Temperatur des Leistungselements QM sich erhöht, verringert sich ein Vorwärtsspannungsabfall der vier Dioden des Temperatursensors **121**. Dies lässt das Gate-Potential eines FET Q51 auf einen niedrigen Wert abfallen zum Ändern des FET Q51 von AN auf AUS. Dies zieht das Gate-Potential eines FETs auf das Potential eines Gate-Steueranschlusses G des ersten Halbleiterelements QA hoch zum Ändern des FET Q54 von AUS auf AN. Dann

hält der Latch **122** den Wert "1" und stellt eine Ausgabe eines hohen Pegels bereit, um das Überhitzungsunterbrechelement QS von AUS auf AN zu ändern. Als Ergebnis bewirkt die Änderung einen Kurzschluss des wahren Gates TG und Source S des Leistungselements QM. Das Leistungselement QM ändert sich nämlich von AN auf AUS. Auf diese Weise wird das Leistungselement QM aufgrund einer Überhitzung unterbrochen.

[0036] Rückbeziehend auf Fig. 4, weist die Stromoszillationsumschaltschaltung **110** das zweite Halbleiterelement QB auf, sowie Widerstände R1, R2, R5, R8, RG, Rr, eine Zener-Diode ZD1, eine Diode D1, den Vergleicher CMP1, und den Treiber **111**. Diese Teile und das erste Halbleiterelement QA werden monolithisch auf dem gleichen Halbleitersubstrat gebildet. Die Zener-Diode ZD1 hält eine Spannung von 12 V zwischen dem Gate-Anschluss G und Source-Anschluss S des ersten Halbleiterelements QA, um eine Überspannung zu umgehen, so dass die Überspannung nicht an das wahre Gate TG des Leistungselementes QA angelegt werden kann. Ein Widerstand R10 und ein Schalter SW1 sind außerhalb der Umschaltschaltung **110** angeordnet. Es ist wünschenswert, dass der Widerstand Rr außerhalb der Umschaltschaltung **110** angeordnet ist.

[0037] Der Treiber **111** weist einen Source-Transistor Q5 auf, dessen Kollektor mit einem Potential VP und einem Senkentransistor Q6 verbunden ist, dessen Emitter mit einem Erdungspotential GND verbunden ist. Die Transistoren Q5 und Q6 sind in Serie geschaltet. In Ansprechen auf ein AN-/AUS-Signal von dem Schalter SW1, werden die Transistoren Q5 und Q6 an- und ausgeschaltet, um ein Antriebssteuersignal an die Steuerelektroden des ersten und zweiten Halbleiterelements QA und QB zu liefern. Der Treiber **111** in Fig. 4 besteht aus BJTs. Anstatt dessen kann der Treiber **111** aus MOSFETs gebildet sein. Das Bilden des Treibers **111** aus MOSFETs beinhaltet einfache MOSFET-Herstellungsprozesse, wodurch die Herstellung der Stromoszillationsumschaltschaltung **110** vereinfacht wird. Das Bilden der Treiber **111** aus BJTs beinhaltet BIMOS-Herstellungsprozesse. Die Ausgangsspannung VB der Leistungsquelle **101** ist beispielsweise 12V und die Ladungspumpenausgangsspannung VP ist beispielsweise VB + 10V.

[0038] Die erste Hauptelektrode (Drain) des ersten Halbleiterelements QA und der ersten Hauptelektrode (Drain) des zweiten Halbleiterelements QB sind miteinander verbunden und werden auf einem gemeinsamen Potential gehalten. Die zweite Hauptelektrode (Source) des zweiten Halbleiterelements QB ist mit einem ersten Widerstand oder einem Referenzwiderstand Rr verbunden. Der Widerstand des Referenzwiderstands Rr wird gemäß dem Verhältnis der Kanalbreite des zweiten Halbleiterelements zu der des Leistungselements QM bestimmt. Das Verhältnis der Kanalbreite des zweiten Halbleiterelements QB zu der des ersten Halbleiterelements QA ist beispielsweise 1:1000. In diesem Fall wird der Widerstand des Referenzwiderstands Rr so gesetzt, dass er 1000 mal größer ist als der Widerstand der Last **102** bei einem Überlastzustand. Dann wird das zweite Halbleiterelement QB eine Drain-Source-Spannung V_{DS} erzeugen, entsprechend einem Überlaststrom, der durch einen anomalen Betrieb hervorgerufen wird und fließt zu dem ersten Halbleiterelement QA.

[0039] Zwischen der ersten Haupt-(Drain)- und zweiten Haupt-(Source)-Elektrode des ersten Halbleiterelements QA gibt es Widerstände R1 und R2, die in Serie verbunden sind. Eine Hauptelektrodenspannung (Source-Drain-Spannung) V_{DS} des ersten Halbleiterelements QA wird geteilt durch die Widerstände R1 und R2 und die geteilte Spannung wird durch den Widerstand R5 zu einem positiven Eingangsanschluss des Vergleichers CMP1 geleitet. Ein negativer Eingangsanschluss des Vergleichers CMP1 empfängt eine Source-Spannung VS des zweiten Halbleiterelementes QB. Falls das Potential an dem positiven Eingangsanschluss des Vergleichers CMP1 größer ist als das Potential an dem negativen Eingangsanschluss desselben, stellt der Vergleicher CMP1 eine Ausgabe mit einem hohen Pegel bereit und deshalb stellt der Treiber **111** eine Spannung durch den Treiber **111** gesteuerten Gates bereit. Falls ein Potential an dem positiven Eingangsanschluss des Vergleichers CMP1 kleiner ist als ein Potential an dem negativen Eingangsanschluss desselben, stellt der Vergleicher CMP1 eine Ausgabe mit einem niedrigen Pegel bereit und deshalb schaltet der Treiber **111** die durch den Treiber **111** gesteuerten Gates aus. Der Vergleicher CMP1 weist eine vorbestimmte Hysteresis auf.

[0040] Die Fig. 5 zeigt eine minimale wesentliche/essentielle Fläche der Stromoszillationsumschaltschaltung des Umschaltgeräts gemäß der vorliegenden Erfindung. Die minimale Fläche **113** enthält das erste Halbleiterelement QA und das zweite Halbleiterelement QB, die aus identischen Transistorzellen **119** hergestellt sind. Gate-Elektroden (nicht gezeigt) der Transistorzellen **119** sind zusammen mit einem Anschluss T9 von Fig. 4 verbunden. Drain-Elektroden (nicht gezeigt) der Transistorzellen **119** sind zusammen mit einem Anschluss T6 von Fig. 4 verbunden. Das erste Halbleiterelement QA besteht aus 80 Transistorzellen **119**, dessen Source-Elektroden **118** zusammen mit einem Anschluss T7 verbunden sind. Das zweite Halbleiterelement QB besteht aus einer Transistorzelle **119**, dessen Source-Elektrode **118** mit den Anschlüssen T8 und T10 verbunden ist.

[0041] In Fig. 5 ist das Verhältnis der Anzahl von Zellen in dem zweiten Halbleiterelement QB zu der in

dem ersten Halbleiterelement Q8 1:80. Anstatt dessen kann das Verhältnis 1:1000 sein. In diesem Fall sind ein ganzzahliges Vielfaches von 1001, beispielsweise 1001 oder 4004, Transistorzellen in einer Matrix angeordnet. In Fig. 5 sind die 81 Zellen **119** nebeneinander auf einem einzelnen Chip so angeordnet, dass sie simultan verarbeitet werden könne. Dann können, selbst wenn Herstellungsbedingungen von Prozess zu Prozess fluktuieren, die Zellen unter den gleichen Fluktuationsbedingungen verarbeitet werden, um eine identische Struktur aufzuweisen. Das Anordnen der Zellen nebeneinander auf einem einzelnen Chip kann die Zellen mit einer gleichen Struktur versehen, selbst wenn eine Herstellungsmaschine eine von Chip zu Chip auftretende Prozessungleichheit enthält. Die als das zweite Halbleiterelement QB dienende Zelle **119** ist in dem Zentrum der 81 Zellen so positioniert, dass das zweite Halbleiterelement QB eine durchschnittliche elektrische Charakteristik unter den 81 Zellen **119** aufweisen kann. Falls die elektrischen Charakteristika der Zellen **119** eine Ortsabhängigkeit über den Chip enthält, kann die zentrale Zelle eine durchschnittliche elektrische Charakteristik aufweisen.

[0042] Wenn das erste Halbleiterelement QA angeschalten ist, um einen Strom durch es hindurchzulassen, erzeugen die 80 Zellen **119** des Elementes QA Hitze. Selbst wenn die Zellen alle gleiche Hitze erzeugen, gibt es einen Temperaturunterschied zwischen einer Zelle am Rand und der zentralen Zelle. Dieser Temperaturunterschied ruft einen elektrischen charakteristischen Unterschied hervor. Es wird bevorzugt, dass die Zelle **119** für das zweite Halbleiterelement QB die gleiche Temperatur und elektrische Eigenschaften aufweist, wie die Zelle für das erste Halbleiterelement QA. Demgemäß darf die Zelle **119** für das zweite Halbleiterelement QB nicht an dem Rand der Fläche **113** angeordnet werden, wo die Temperatur gering ist. Ein durch die Zelle **119** für das zweite Halbleiterelement QB hindurchgehender Strom ist im wesentlichen gleich zu einem durch die Zellen **119** für das erste Halbleiterelement QA durchgehender Strom, und deshalb ist durch die Zellen **119** für das zweite Halbleiterelement QB erzeugte Hitze im wesentlichen gleich zu der, die durch irgendeine der Zellen **119** für das erste Halbleiterelement QA erzeugt wird. In dem Betrieb als Schwachstromsdetektionselement gibt es kein Problem der Exothermreaktion, weil der Strom klein ist.

[0043] Die Fig. 6 zeigt Details der Stromoszillationsumschaltschaltung **114** des Umschaltgeräts der vorliegenden Erfindung mit einer Funktion zum Detektieren eines schwachen Stroms, wie zum Beispiel einem Leckstrom. Verglichen mit der Struktur von Fig. 4, weist die Struktur von Fig. 6 zusätzlich ein Halbleiterelement QC, einen Widerstand Rr2 und einen Vergleicher CMT2 auf zum Bilden eines Schwachstromdetektors. Der Widerstandswert des Widerstandes Rr2 wird bestimmt durch Multiplizieren eines Lastwiderstandswerts, der einem Leckstromreferenzwert entspricht mit einem Kanalbreitenverhältnis. Beispielsweise wird, wenn der Leckstromreferenzwert 60 mA unter einer Leistungsquellenspannung von 12V ist, der entsprechende Lastwiderstandswert 200 Ω. Falls das Kanalbreitenverhältnis 1:1000 ist, wird der Widerstandswert des Widerstands Rr2 zu 200 KΩ bestimmt. Je größer der Widerstandswert des Widerstands Rr2 ist, desto größer ist die Sensitivität zum Detektieren eines Leckstroms. Der Drain- und Gate-Anschluss des Elements QC sind mit dem Drain- bzw. Gate-Anschluss eines ersten Halbleiterelements QA verbunden. Der Source-Anschluss des Elements QC ist mit einem Anschluss des Widerstands Rr2 verbunden. Das andere Ende des Widerstands Rr2 ist geerdet. Ein positiver Eingangsanschluss des Vergleichers CMP2 empfängt eine Source-Spannung von dem ersten Halbleiterelement QA und ein negativer Anschluss desselben empfängt eine Source-Spannung von dem Element QC. Falls die Spannung an dem negativen Anschluss kleiner ist als die an dem positiven Anschluss, stellt der Vergleicher CMP2 eine Ausgabe mit einem hohen Pegel bereit, um darauf hinzuweisen, dass ein Spannungsabfall an dem ersten Halbleiterelement QA klein ist und dass ein schwacher Strom, wie zum Beispiel ein zu detektierender Leckstrom unter einem Referenzwert liegt. Falls die Spannung an dem negativen Anschluss höher ist, als die an dem positiven Anschluss, stellt der Vergleicher CMP2 eine Ausgabe mit einem niedrigen Pegel bereit, um darauf hinzuweisen, dass ein Spannungsabfall an dem ersten Halbleiterelement QA groß ist und dass ein zu detektierender schwacher Strom über dem Referenzwert liegt. Ein Erhöhen des Widerstandwerts des Widerstands Rr2 verringert einen Spannungsabfall an dem Element QC, um den Referenzwert für einen schwachen Strom kleiner zu machen, wodurch die Detektionssensitivität eines Leckstroms verbessert wird. Eine mit einer gestrichelten Linie in Fig. 6 umgebene Fläche **114** ist eine analog-integrierte Chipfläche.

[0044] Die Elemente QA und QC von Fig. 6 sind wesentliche Teile für die Stromoszillationsumschaltschaltung **114** des Umschaltgeräts der vorliegenden Erfindung mit der Funktion zum Detektieren eines schwachen Stroms. Die Elemente QA und QC von Fig. 6 sind in einem Chip gebildet. Die Struktur der Elemente QA und QC der Fig. 6 ist die gleiche, wie die der Elemente QA und QB von Fig. 5, wobei das Element QB durch das Element QC ersetzt ist. Die Elemente QA und QC sind nämlich aus identischen Transistoren **119** gebildet, die wie in Fig. 5 gezeigt, verbunden sind. Gemäß einem Unterschied ΔID zwischen einem schwachen Strom (Leckstrom) und dem Referenzwert, sowie einem AN-Widerstandswert Ron des Elements QA, detektiert der Vergleicher CMP2 einen Wert von ΔID × Ron. Falls der Unter-

schied ΔID unverändert bleibt, erhöht sich eine produzierte Spannung, wenn sich der AN-Widerstandswert Ron erhöht, wodurch eine Schwachstromdetektionssensivität verbessert wird. Um den AN-Widerstandswert Ron zu erhöhen, kann die Anzahl der Zellen **119**, die das Element QA bilden, verringert werden, die Kanallänge von jeder Zelle **119** kann verlängert werden zum Erhöhen des AN-Widerstands der Zelle **119** oder eine Störstellenkonzentration kann verringert werden zum Erhöhen des Widerstands eines Halbleitersubstrats. Die Umschaltschaltung **114** ist, wie in Fig. 3 gezeigt, angeordnet. Da die Umschaltschaltung **114** keine Leistungsversorgung braucht, kann der AN-Widerstandswert Ron erhöht werden zum Verbessern der Schwachstromdetektionssensivität.

[0045] Gemäß Fig. 6 hält eine Zener-Diode ZD1 eine Spannung von 12V zwischen dem Gate-Anschluss G und dem Source-Anschluss S des Elements QA, um eine Überspannung so umzuleiten, dass die Überspannung nicht an das wahre Gate TG eines Leistungselements QM integriert in dem Element QA angelegt werden kann (Fig. 2).

[0046] Die Fig. 7 zeigt ein entsprechendes Schaltungsdiagramm, das das erste Halbleiterelement QA der Stromoszillationsumschaltschaltung des Umschaltgerätes der vorliegenden Erfindung zeigt. Das Element QA wird dargestellt durch eine entsprechende Stromquelle $g_m \cdot v_i$, Drain-Widerstand Rd, Gate-Source-Kapazität C_{GS}, Gate-Drain-Widerstand C_{GD} und Drain-Source-Widerstand C_{DS}. Die entsprechende Schaltung von Fig. 7 zeigt einen Leistungsversorgungspfad von der Leistungsquelle **101** zu der Last **102**. Die Last **102** enthält eine Verdrahtungsinduktivität LU und einen Verdrahtungswiderstand RU.

[0047] Die Fig. 8 zeigt charakteristische Kurven der Drain-Source-Spannung V_{DS} des ersten Halbleiterelements QA, wenn das Element QA von AUS auf AN wechselt, wobei die Last **102** kurzgeschlossen ist, unter einer normalen Betriebsbedingung ist, und in einem Zustand mit einem Widerstandswert von 1KΩ ist. Die charakteristische Kurven sind abhängig von der Impedanz des Leistungsversorgungspfads mit der Verdrahtungsinduktivität und dem Widerstand des Leistungsversorgungspfads, der das Element QA enthält.

[0048] Die Drain-Source-Spannung-V_{DS}-Kurve mit der Last **102** mit einem Widerstand von 1KΩ wird erklärt. In diesem Beispiel ist das erste Halbleiterelement QA ein HAF2001 von der Firma Hitachi. Aufgrund der Charakteristiken dieses Elements wird eine wahre Gate-Source-Spannung V_{TGS} im wesentlichen auf einer Schwellenspannung von 1,6V erhalten, wenn ein Drain-Strom I_D 12 mA ist. Der Treiber **111** lädt kontinuierlich das Wahre Gate TG des ersten Halbleiterelements QA. Demgemäß wird die wahre Gate-Source-Spannung V_{TGS} erhöht, falls nicht passiert. Jedoch verringert sich die Drain-Source-Spannung V_{DS} zum Erhöhen der wahren Gate-Drain-Kapazität C_{GD} zum Absorbieren der Ladung, wodurch die wahre Gate-Source-Spannung V_{TGS} vom sich Erhöhen abgehalten wird. Als Ergebnis wird die wahre Gate-Source-Spannung V_{TGS} bei ungefähr 1,6V gehalten. Nachdem das erste Halbleiterelement QA auf AN geändert ist, absorbiert nämlich die Drain-Source-Spannung V_{DS} eine Ladung, die durch den Treiber **111** an das Gate G geliefert wird und hält die Spannung V_{TGS} an dem wahren Gate TG auf dem konstanten Wert.

[0049] Falls die Last **102** einen Widerstandswert von R aufweist, der geringer ist als 1KΩ, ist der Unterschied zwischen der Drain-Source-Spannung V_{DS} mit dem Lastwiderstandswert von 1 KΩ und der mit dem Lastwiderstandswert von R ΔV_{DS}GAP. Wenn die Last den Widerstandswert von R aufweist, gibt es eine wahre Gate-Source-Spannung von V_{TGS}R. Durch Detektieren einer Ladung für Q_{GD} des folgenden Ausdrucks (**7**) von der wahren Gate-Source-Spannung V_{TGS}R, wird die wahre Gate-Source-Spannung V_{TGS}R 1,6V.

$$Q_{GD} = \Delta V_{DS}GAP \times C_{GD} + (V_{TGS}R - 1{,}6V) \times C_{GS} \quad ...(7)$$

[0050] Dies bedeutet, dass die wahre Gate-Source-Spannung V_{TGS} von 1,6V erhöht wird durch die Ladung Q_{GD}, wie im folgenden ausgedrückt:

$$(V_{TGS}R - 1{,}6V) \times C_{GS} + ((V_{TGS}R - 1{,}6V) - \Delta V_{DS}GAP) \times C_{GD} = (\Delta V_{DS}GAP - (V_{TGS}R - 1{,}6V)) \times C_{GD}$$
$$(V_{TGS}R - 1{,}6v)(C_{GS} + 2C_{GD}) = \Delta V_{DS}GAP \times 2C_{GD}$$
$$\Delta V_{DS}GAP = (V_{TGS}R - 1{,}6V)(C_{GS} / 2C_{GD} + 1) \quad ...(1)$$

[0051] ΔV_{DS}GAP ist nämlich proportional zu "V_{TGS}R-1,6V". Falls der Drain-Strom I_D Null ist, wird die Drain-Source-Spannung-V_{DS}-Kurve nur durch die Schaltung zum Laden des wahren Gates und Spiegelkapazität bestimmt. Wenn der Drain-Strom I_D fließt, erzeugt er eine gegenelektromotorische Kraft aufgrund der gesamten Induktivität L_C der Schaltung. Dies stellt den gleichen Effekt bereit, wie eine Erhöhung in dem Widerstand der Last. Wenn die gesamte Induktivität L_C sich ändert, wird ein zu der Induktivität äquivalenter Widerstand produziert und deshalb verringert sich der entsprechende Widerstand der Last nie unterhalb eines konstanten Werts, der durch die Schaltungsinduktivität bestimmt wird, selbst wenn der reine Widerstandswert der Last sehr klein wird aufgrund von beispielsweise einem direkten Kurzschluss. Als Ergebnis konvergiert der Gradient einer Erhöhung des Drain-Stroms I_D gegen einen konstanten Wert und deshalb konvergiert auch die wahre Gate-Source-Spannungs-V_{TGS}-Kurve.

[0052] Falls das Verhältnis der Kanalbreite des zweiten Halbleiterelements QB zu der des ersten

Halbleiterelements QA 1:1000 ist, und falls ein Drain-Strom I_{DQA} des Elements QA 5A ist und ein Drain-Strom I_{DQB} des Elements QB 5 mA ist, ist die Drain-Source-Spannung V_{DS} gleich der der wahren Gate-Source-Spannung V_{TGS} in jedem der Elemente QA und QB. $V_{DSA} = V_{DSB}$ und $V_{TGSA} = V_{TGSB}$, wobei V_{DSA} und V_{DSB} nämlich die Drain-Source-Spannungen der Elemente QA bzw. QB sind und V_{TGSA} und V_{TGSB} die wahren Gate-Source-Spannungen der Elemente QA bzw. QB sind.

[0053] Wenn das zweite Halbleiterelement QB vollständig AN ist, empfangen die Enden des ersten Referenzwiderstandes Rr im wesentlichen die Source-Spannung VB. Demgemäß wird der Widerstand des ersten Referenzwiderstandes Rr als Rr = 12V / 5 mA = 2,4 KΩ bestimmt. Hier dient der Widerstand des ersten Referenzwiderstands Rr als Last an dem zweiten Halbleiterelement QB und entspricht der Last von 5A verbunden mit dem ersten Halbleiterelement QA.

[0054] Ein Betrieb des Umschaltgeräts der vorliegenden Erfindung in einer Triodenregion wird erklärt. Wenn das erste Halbleiterelement QA auf AN wechselt, erhöht sich der Drain-Strom I_{DQA} auf einen endgültigen Laststromwert, der durch einen Schaltungswiderstand bestimmt ist. Zu dieser Zeit wird die wahre Gate-Source-Spannung V_{TGSA} des Elements QA durch den Drain-Strom-I_{DQA} bestimmt. Die wahre Gate-Source-Spannung V_{TGSA} erhöht sich, obwohl sie durch einen Mirror-Effekt bzw. Spiegeleffekt der Kapazität C_{GD} gebremst wird aufgrund einer Verringerung in der Drain-Source-Spannung V_{DSA}. Das zweite Halbleiterelement QB arbeitet als ein Source-Nachläufer gemäß einer Gate-Spannung, die durch das erste Halbleiterelement QA mit dem als Lastwiderstand dienenden Widerstand Rr bestimmt wird.

[0055] Die wahre Gate-Source-Spannung VTGSA des ersten Halbleiterelements QA erhöht sich, wenn der Drain-Strom I_{DQA} sich erhöht. $V_{DSA} = V_{TGSA} + V_{TGD}$ und $V_{DSB} = V_{DGSB} + V_{TGD}$ und deshalb ist $V_{DSA} – V_{DSB} = V_{TGSA} – V_{TGSB} = I_{DQA} – n \times I_{DQB}/Gm$, wobei Gm die Übertragungskonduktivität des ersten Halbleiterelements QA ist und n ein Kanalbreitenverhältnis zwischen QA und QB. Demgemäß wird durch Detektieren des Unterschieds "$V_{DSA} – V_{DSB}$" zwiwschen den Drain-Source-Spannungen, die Drain-Strom-Differenz "$I_{DQA} – n \times I_{DQB}$" erhalten.

[0056] Die Drain-Source-Spannung V_{DSB} des zweiten Halbleiterelements QB wird direkt dem Vergleicher CMP1 zugeführt. Die Drain-Source-Spannung V_{DSA} des ersten Halbleiterelements QA wird durch die Widerstände R1 und R2 aufgeteilt, und die aufgeteilte Spannung wird dem Vergleicher CMP1 zugeführt. Die Spannung V* angelegt an den positiven Eingangsanschluss des Vergleichers CMP1 wird wie folgt ohne ein Betrachten des variablen Widerstands RV ausgedrückt:

$$V_+ = V_{DSA} \times R1 / (R1 + R2) \quad ...(2)$$

[0057] Falls die Last normal ist, Rr / n < R, wobei R der Lastwiderstand ist. Demgemäß ist $V_+ < V_{DSB}$, um das erste Halbleiterelement QA auf AN zu halten. Falls die Last in einem Überlastzustand ist, dann ist Rr / n > R. Demgemäss wird das erste Halbleiterelement QA in einem ohmschen Bereich ausgeschaltet. Sobald das erste Halbleiterelement QA ausgeschaltet ist, verringern sich Source-Potentiale V_{SA} und V_{SB} des ersten und zweiten Halbleiterelements QA und QB in Richtung des Erdpotentials GND zum Erhöhen von V_{DSA} und V_{DSB}. Bevor V_{SA} und V_{SB} das Erdpotential GND erreichen, wird $V_+ < V_{DSB}$ etabliert, um wieder das erste Halbleiterelement QA anzuschalten. Gerade nachdem das erste Halbleiterelement angeschalten ist, befindet sich das Element QA in einem abgeklemmten bzw. Pinch-Off-Bereich. Das erste Halbleiterelement QA hält den AN-Zustand gegenüber dem ohmschen Bereich und wird ausgeschaltet, wenn $V_+ > V_{DSB}$ etabliert wird. Diese Operationen bilden einen AN-/AUS-Zyklus. Ein Aufrechterhalten eines AUS-Zustands, sobald ausgeschaltet und Aufrechterhalten eines AN-Zustands sobald eingeschaltet, gibt es aufgrund der Induktivität der Last. Diese Induktivität arbeitet wie ein Widerstand bezüglich einer Stromänderung. Bezüglich eines abnehmenden Stroms weist der entsprechende Widerstand ein negatives Vorzeichen auf, um den Widerstand der Last zu verringern und bezüglich eines steigenden Stroms weist der entsprechende Widerstand ein positives Vorzeichen auf, um den Widerstand der Last zu erhöhen. Dies ist der Grund, warum das erste Halbleiterelement QA einen AN- oder AUS-Zustand aufrecht erhält, sobald es an- oder abgeschaltet ist. Der Widerstand Rr des zweiten Halbleiterelements QB der Referenzschaltung ist n mal größer als der Lastwiderstand R und deshalb ist der Induktivitätseffekt an dem zweiten Halbleiterelement QB sehr klein und vernachlässigbar. Demgemäss wird die das zweite Halbleiterelement QB enthaltende Schaltung als reine Widerstandsschaltung betrachtet.

[0058] Der Vergleicher CMP1, die Diode D1 und der Widerstand R5 bilden eine Hysteresis. Wenn das erste Halbleiterelement QA auf AUS wechselt, erdet der Senkentransistor Q6 des Treibers **111** das Gate-Potential, und das Kathodenpotential der Diode D1 wird V_{SA} – 0,7V (eine Vorwärtsspannung der Zener-Diode ZD1), um die Diode D1 leitend zu machen. Als Ergebnis geht ein Strom von dem Widerstand R1 zu dem Widerstand R5 zu der Diode D1. Das Signal V_+ zu dem positiven Eingangsanschluss des Vergleichers CMP1 wird größer als ein Wert, der durch den Ausdruck (2) bestimmt wird, wobei der Treiber **111** eine AN-Steuerung ausführt. Das erste Halbleiterelement QA hält den AUS-Zustand, bis der Drain-Source-Spannungs-Unterschied $V_{DSA} – V_{DSB}$ ein vorbestimmtes Niveau erreicht. Danach erhöht sich V_{DSA} weiter, so dass das Signal V_+ kleiner als V_{DSB} werden

kann. Dann ändert sich die Ausgabe des Vergleichers CMP1 von einem niedrigen auf einen hohen Wert, um das erste Halbleiterelement QA wieder anzuschalten. Der Vergleicher CMP1 kann vielfache Hysteresiseigenschaften aufweisen. Die oben genannte Hysteresis ist nur ein Beispiel.

[0059] Durch Setzen der Drain-Source-Spannung V_{DSA} des ersten Halbleiterelements QA, das auf AUS wechselt, als ein Schwellenwert V_{DSAth}, wird folgendes festgestellt:

$$V_{DSAth} - V_{DSB} = R2/R1 \times V_{DSB} \quad ...(3)$$

[0060] Ein Überstrombestimmungswert in dem Triodenbereich wird durch den Ausdruck (3) bestimmt.

[0061] Ein Betrieb des Umschaltgeräts der vorliegenden Erfindung in dem Pentodenbereich wird erklärt werden. Falls keine Schwierigkeit in der Verdrahtung besteht, bleibt das erste Halbleiterelement QA AN, sobald es angeschaltet ist. Demgemäß arbeiten, nachdem die wahren Gate-Source-Spannungen V_{TGSA} und V_{TGSB} eine Pinch-Off-Spannung bzw. Abklemmspannung jeweils überschreiten, die Elemente QA, QB und QC in dem Pentodenbereich. In dem Fall des HAF2001 der Firma Hitachi ist der AN-Widerstand $R_{DS(ON)}$ 30 mΩ, wenn die Gate-Source-Spannung V_{TGSA} 10V ist. Deshalb wird folgendes erreicht:

$$V_{DSB} = 5A \times 30\ [m\Omega] = 0{,}15\ [V] \quad ...(4)$$

$$V_{DSA} = IDQA \times 30\ [m\Omega] \quad ...(5)$$

$$V_{DSA} - VDSB = 30\ [m\Omega] \times (I_{DQA} - 5)\ [A]) \quad ...(6)$$

[0062] Falls ein Verdrahtungskurzschluss auftritt zum Erhöhen des Drain-Stroms I_{DQA}, wird der Wert des Ausdrucks (6) größer und falls der Drain-Strom den Überstrombestimmungswert überschreitet, wird das erste Halbleiterelement QA auf AUS geändert. In diesem Fall geht das erste Halbleiterelement QA durch den Pinch-Off-Punkt bzw. Abklemmpunkt und dem Betrieb in dem Diodenbereich und wechselt auf AUS. Aufgrund der durch die Diode D1 und Widerstand R5 von Fig. 4 definierten Hysteresis, wird das Signal V_+ an dem positiven Eingangsanschluss des Vergleichers CMP1 kleiner als V_{DSB} nach einer vorbestimmten Zeitperiode. Als Ergebnis wechselt die Ausgabe der Vergleichers CMP1 von einem niedrigen Wert auf einen hohen Wert, um das erste Halbleiterelement QA wieder auf AN zu ändern. Auf diese Weise wird das erste Halbleiterelement QA wiederholt an- und ausgeschaltet und wird letztendlich aufgrund von Überhitzung ausgeschaltet. Wenn die Verdrahtung einen normalen Zustand (in dem Fall eines zwischenzeitlichen Kurzschlusses) wieder herstellt, bevor das erste Halbleiterelement QA aufgrund von Überhitzung ausgeschaltet wird, wird das Element QA dazu gebracht, AN zu bleiben.

[0063] Die Fig. 9A zeigt einen Drain-Strom I_D der Stromoszillationsumschaltschaltung der vorliegenden Erfindung und Fig. 9B zeigt eine Drain-Source-Spannung V_{DS} entsprechend dem Drain-Strom I_D. In den Fig. 9A und Fig. 9B stellen die Kurven (3) einen Überlastzustand dar, und (2) einen Normalzustand. Bei dem Überlastzustand (3) wird das erste Halbleiterelement QA, wie oben bemerkt, wiederholt an- und ausgeschaltet, um den Drain-Strom I_D in hohem Maße zu fluktuieren, wie durch die Kurven (3) gekennzeichnet. Dies resultiert in einem zyklischen Erhitzen des ersten Halbleiterelements QA, so dass das Element QA aufgrund von Überhitzung ausgeschaltet wird.

[0064] Zusammenfassend braucht das Umschaltgerät der vorliegenden Erfindung keinen Nebenwiderstand zum Detektieren eines Stroms in einem Leistungsversorgungspfad, wodurch vernachlässigbare Ströme, wie zum Beispiel der Leckagestrom mit guter Genauigkeit detektiert werden, ein Hitzeverlust verringert wird und schnell auf einen anormalen Strom geantwortet wird, der durch einen unvollständigen Kurzschluss hervorgerufen wird, wie zum Beispiel ein Schichtkurzschluss mit einer gewissen Größe eines Kurzschlusswiderstandswerts. Dieses Umschaltgerät ist leicht zu integrieren und ist mit geringen Kosten herzustellen.

[0065] Das Umschaltgerät der vorliegenden Erfindung ist in der Lage, einen Leckstrom zu detektieren, der sogar fließen kann, wenn die Last sich in einem AUS-Zustand befindet, und wenn eine andere elektrische Leistungsversorgungssteuerung dazu gebracht wird, in einem AUS-Zustand zu sein. Das Umschaltgerät der vorliegenden Erfindung überwacht nämlich leicht eine Erhöhung in dem Leckstrom.

[0066] AN-/Aus-Steuerteile des Umschaltgeräts der vorliegenden Erfindung können monolithisch integriert werden, um einen Mikrocomputer abzulösen. Diese Anordnung verringert in einem großen Maße eine Chipfläche, wie auch Kosten.

[0067] Verglichen mit dem Stand der Technik, der eine Drain-Source-Spannung V_{DS} überwacht und sie mit einer Schwelle einer vorbestimmten Zeit vergleicht, zum Detektieren eines Überstroms, braucht die vorliegende Erfindung eine verringerte Anzahl von Kondensatoren und Widerständen, wodurch Detektionsfehler aufgrund von Variation in den Teilen minimiert werden. Zusätzlich braucht die Stromoszillationsumschaltschaltung **110** der vorliegenden Erfindung, die auf einem Chip gebildet wird, keinen externen Kondensator, wodurch der Platz und Kosten des Umschaltgeräts verringert werden.

[0068] Die vorliegende Erfindung stellt die Stromka-

pazität des zweiten Halbleiterelements QB darauf ein, kleiner zu sein als die des ersten Halbleiterelements QA, so dass das Verhältnis des Widerstands der Last zu dem des zweiten Widerstands im wesentlichen umgekehrt proportional sein kann zu dem Verhältnis der Stromkapazität des ersten Halbleiterelements QA zu der des zweiten Halbleiterelements QB. Diese Anordnung verringert die Größe des zweiten Halbleiterelements QB und zweiten Widerstands, wodurch die Größe und Kosten des Umschaltgeräts verringert werden.

[0069] Die Überhitzungsschutzfunktion der vorliegenden Erfindung schaltet das Umschaltgerät ab, falls sich das Umschaltgerät überhitzt. Wenn ein unvollständiger Kurzschluss mit einem gewissen Ausmaß eines Kurzschlusswiderstands auftritt, wird das erste Halbleiterelement QA wiederholt an- und abgeschaltet, um einen Strom in großen Maßen zu variieren. Dies erhitzt das Element QA zyklisch, so dass die Überhitzungsschutzfunktion das Element QA schnell ausschalten kann. Deshalb spricht das Umschaltgerät der vorliegenden Erfindung schnell auf einen anomalen Strom an, der durch einen unvollständigen Kurzschluss hervorgerufen wird.

Patentansprüche

1. Ein Schaltgerät umfassend
eine Vorrichtung zum Erfassen eines schwachen Stroms, die eine Umschaltschaltung (**114**) umfasst, die aus folgenden Einheiten besteht:
einem ersten Haltleiterelement (QA) mit einer ersten Hauptelektrode, einer zweiten Hauptelektrode und einer Steuerelektrode;
einem zweiten Halbleiterelement (QB) mit einer mit der ersten Hauptelektrode des ersten Halbleiterelements verbundenen ersten Hauptelektrode, einer mit der Steuerelektrode des ersten Halbleiterelements verbundenen Steuerelektrode und einer mit einem ersten Widerstand verbundenen zweiten Hauptelektrode;
einem ersten Vergleicher (COMP1) zum miteinander Vergleichen der Spannungen der zweiten Hauptelektrode des ersten und des zweiten Halbleiterelements;
einer Steuereinrichtung (**111**) zum Zuführen bzw. Anlegen einer Steuerspannung an die Steuerelektroden des ersten und zweiten Halbleiterelements gemäß einer Ausgabe des ersten Vergleichers;
einem dritten Halbleiterelement (QC) mit einer mit der ersten Hauptelektrode des ersten Halbleiterelements verbundenen ersten Hauptelektrode, einer mit der Steuerelektrode des ersten Halbleiterelements
verbundenen Steuerelektrode und einer mit einem zweiten Widerstand verbundenen zweiten Hauptelektrode; und
einem zweiten Vergleicher (COMP2) zum miteinander Vergleichen der Spannungen der zweiten Hauptelektrode des ersten und des dritten Halbleiterelements,
wobei die Kanalbreiten des zweiten und dritten Halbleiterelements jeweils kleiner als die Kanalbreite des ersten Halbleiterelements ist,
die Umschaltschaltung parallel mit Leistungsversorgungs-Steuereinheiten (**110a**, **110b**, **110c**) zwischen einer Leistungsquelle (**101**) und einer Last (**102**) verbunden ist,
die Umschaltschaltung dazu angeordnet ist, alleine zu arbeiten, um einen schwachen Strom zu erfassen, wenn die Last und die Leistungsversorgungs-Steuereinheiten AUS sind.

2. Die Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei ein AN-Widerstandswert, der bereitgestellt wird, wenn die Umschaltschaltung alleine betrieben wird, auf einen größeren Wert als einen AN-Widerstandswert gesetzt wird, der bereitgestellt wird, wenn die Leistungsversorgungs-Steuereinheiten alleine betrieben werden.

Es folgen 9 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

FIG. 1

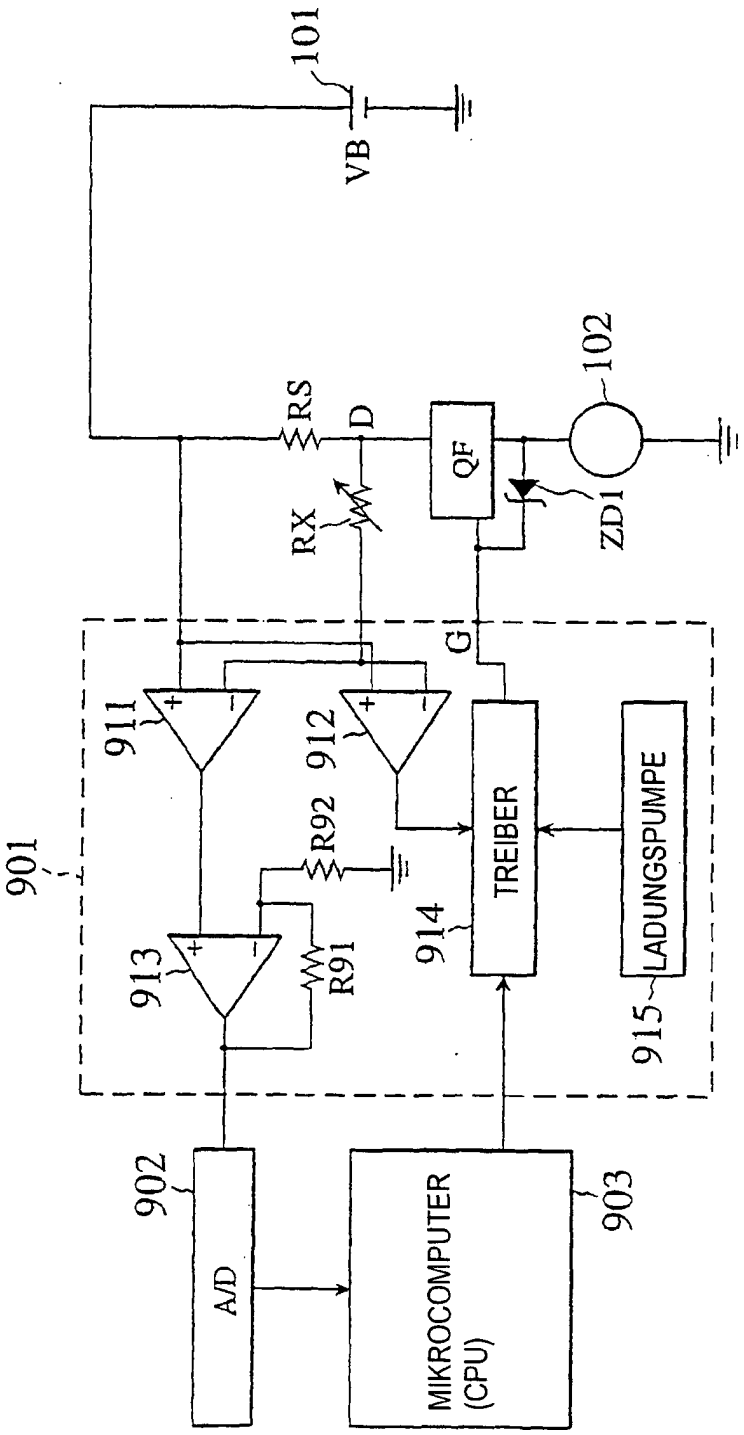


FIG. 2

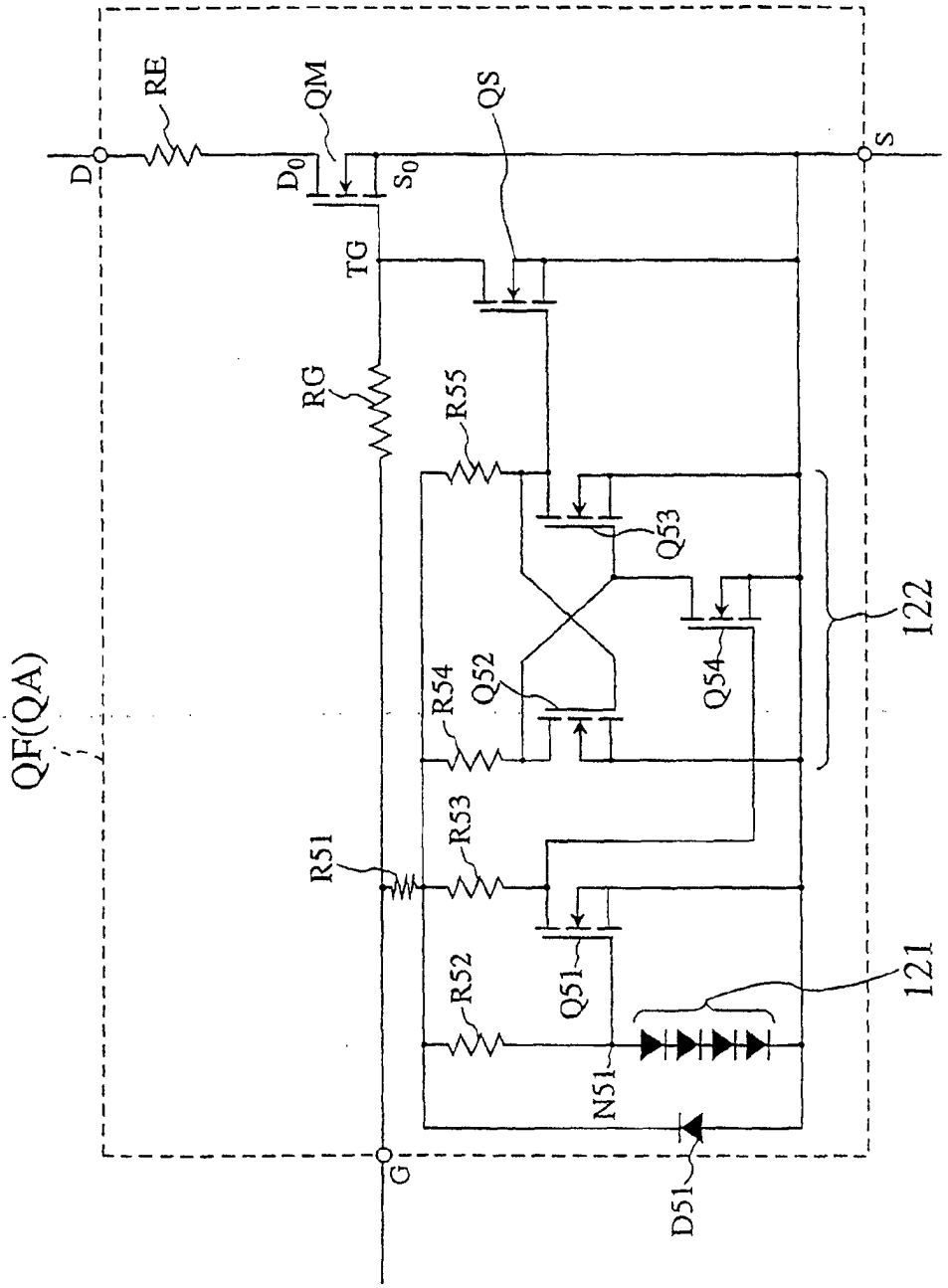

QF(QA)
D
RE
QM
D_0
S_0
QS
S
TG
RG
R55
Q53
Q54
122
R54
Q52
R53
R51
R52
Q51
121
N51
G
D51

FIG. 3

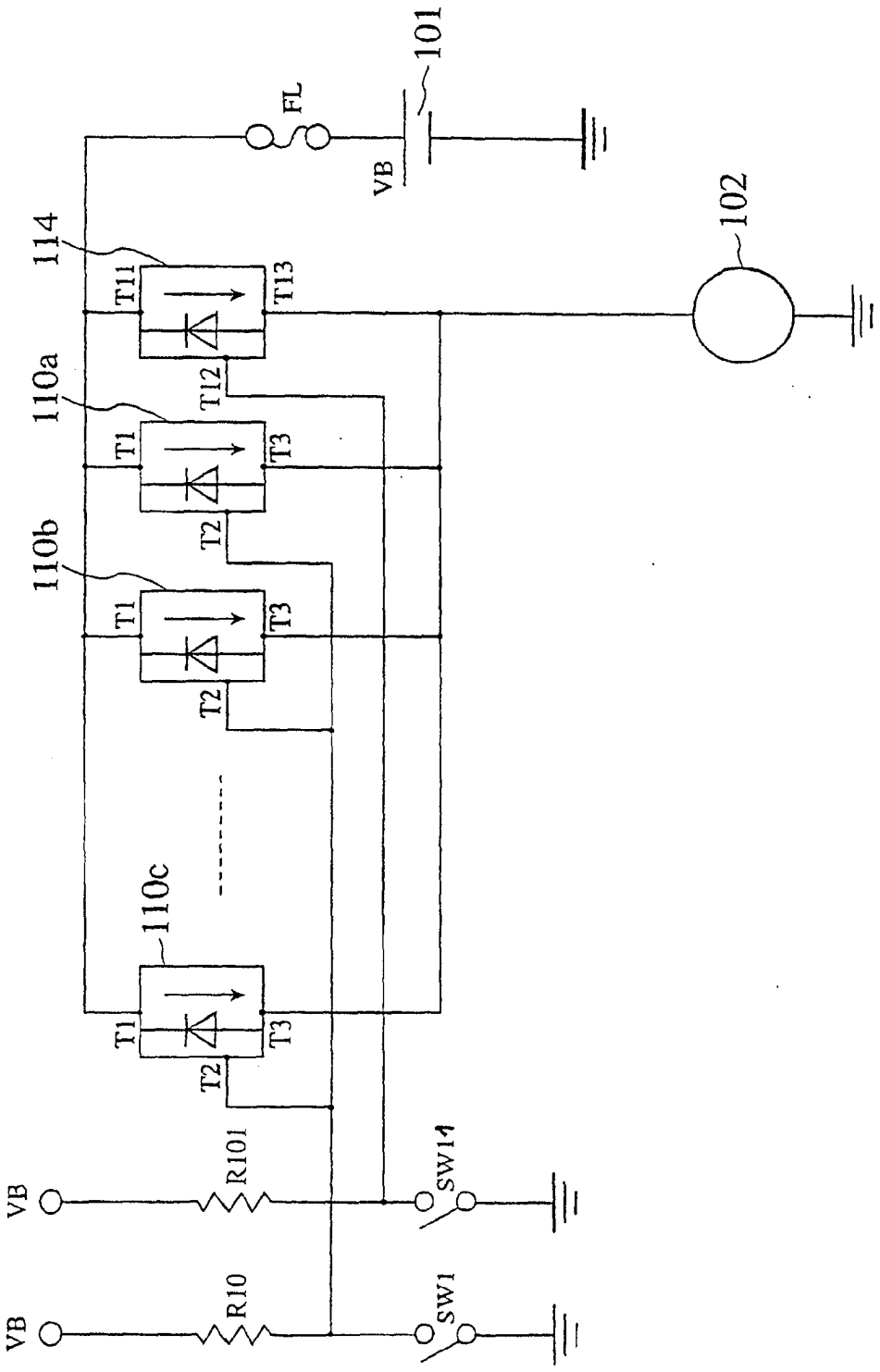

101
FL
VB
102
114
T11
T13
T12
110a
T1
T3
T2
110b
T1
T3
T2
110c
T1
T3
T2
VB
R101
SW14
VB
R10
SW1

FIG. 4

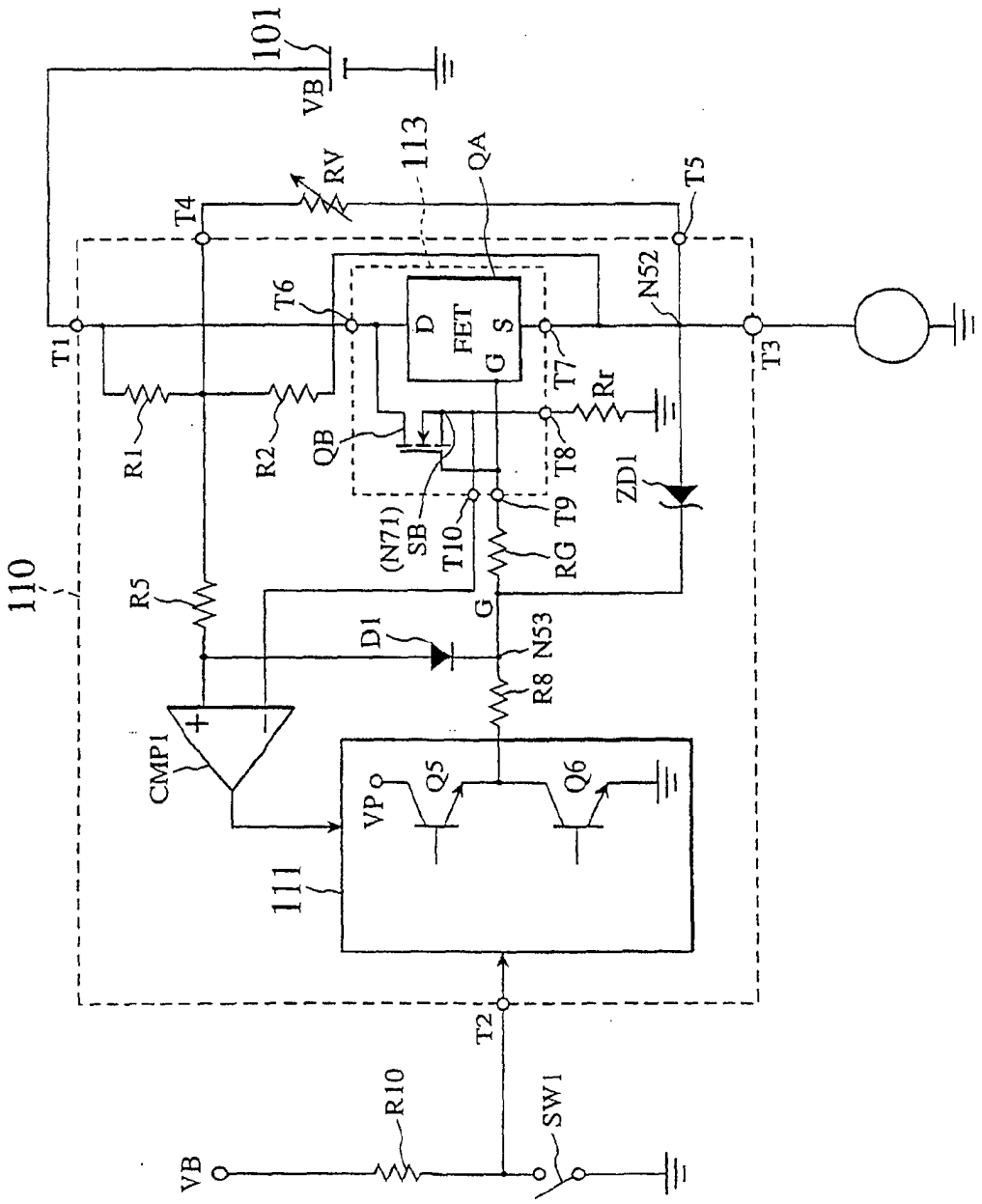

101
VB
113
RV
QA
T4
T5
T6
N52
T1
D
FET
G
S
T3
T7
Rr
R1
R2
QB
T8
ZD1
(N71)
SB
T10
T9
RG
110
R5
G
D1
N53
R8
CMP1
+
-
VP
Q5
Q6
111
T2
R10
SW1
VB

FIG. 5

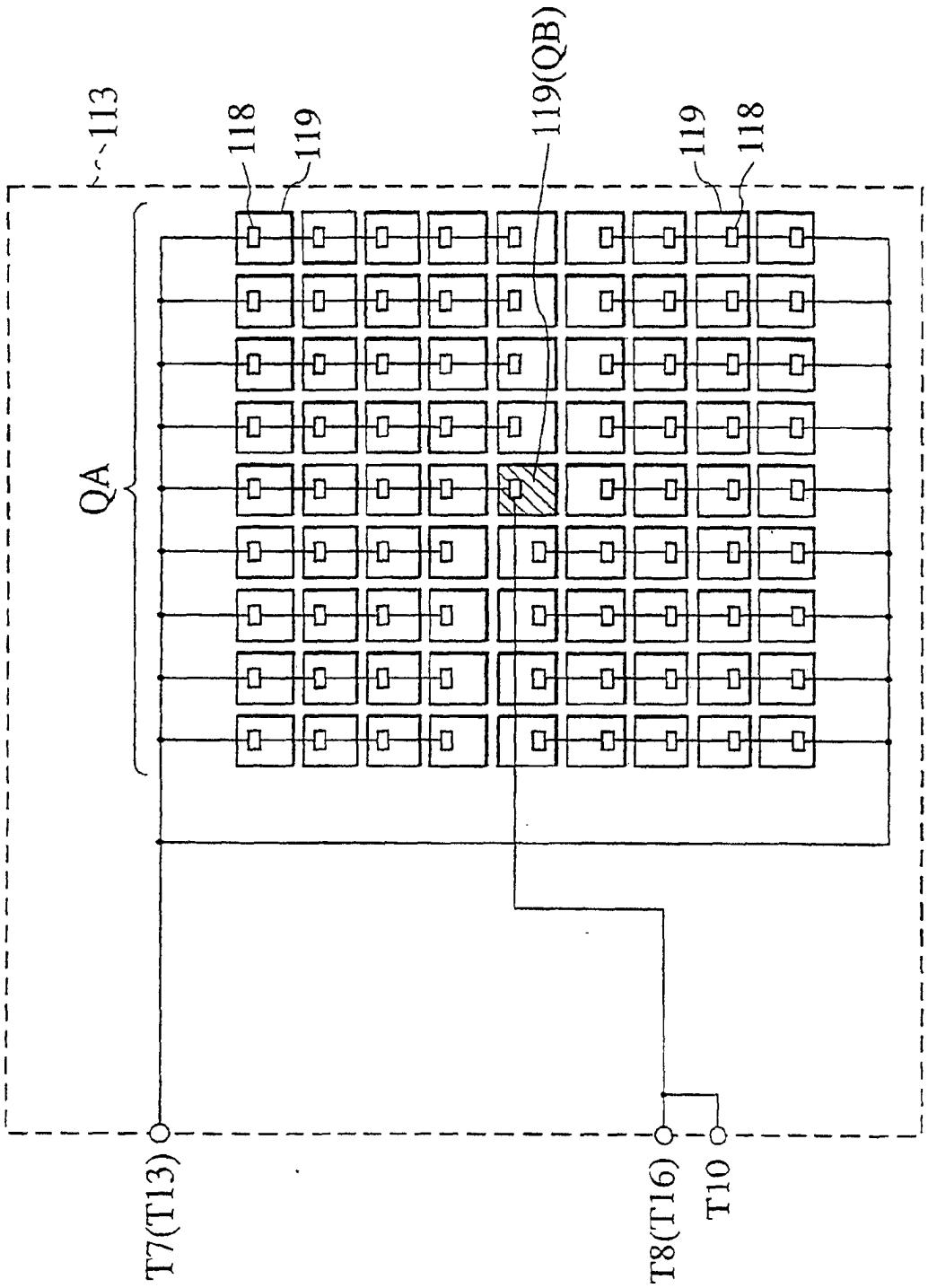


FIG. 6

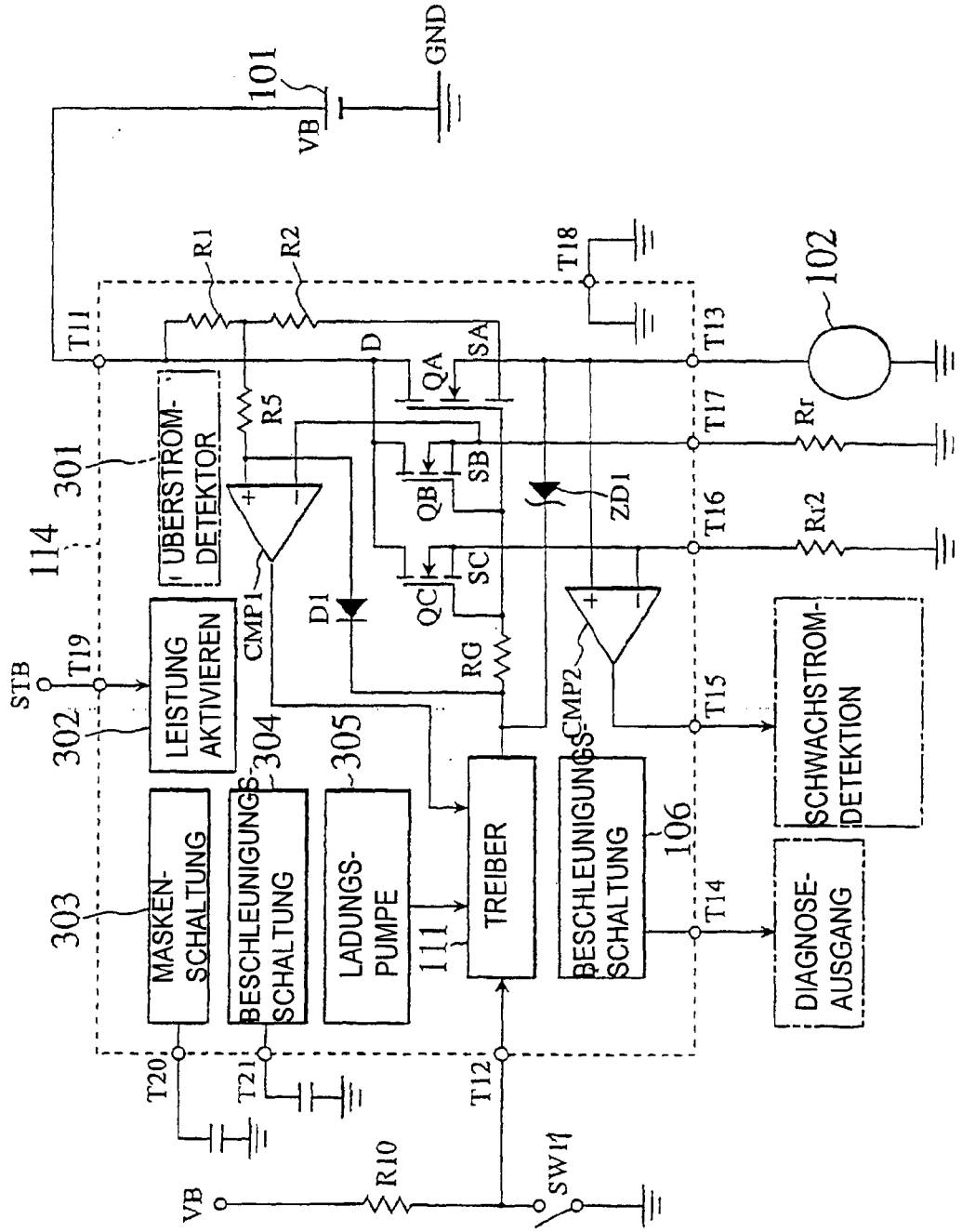

101
VB
GND
R1
R2
T11
T18
102
D
QA
SA
T13
R5
T17
Rr
301
UBERSTROM-DETEKTOR
QB
SB
ZD1
T16
Rr2
114
CMP1
D1
QC
SC
STB
T19
LEISTUNG AKTIVIEREN
RG
CMP2
T15
SCHWACHSTROM-DETEKTION
302
304
305
303
MASKEN-SCHALTUNG
BESCHLEUNIGUNGS-SCHALTUNG
LADUNGS-PUMPE
111
TREIBER
BESCHLEUNIGUNGS-SCHALTUNG
106
T14
DIAGNOSE-AUSGANG
T20
T21
T12
VB
R10
SW11

FIG. 7

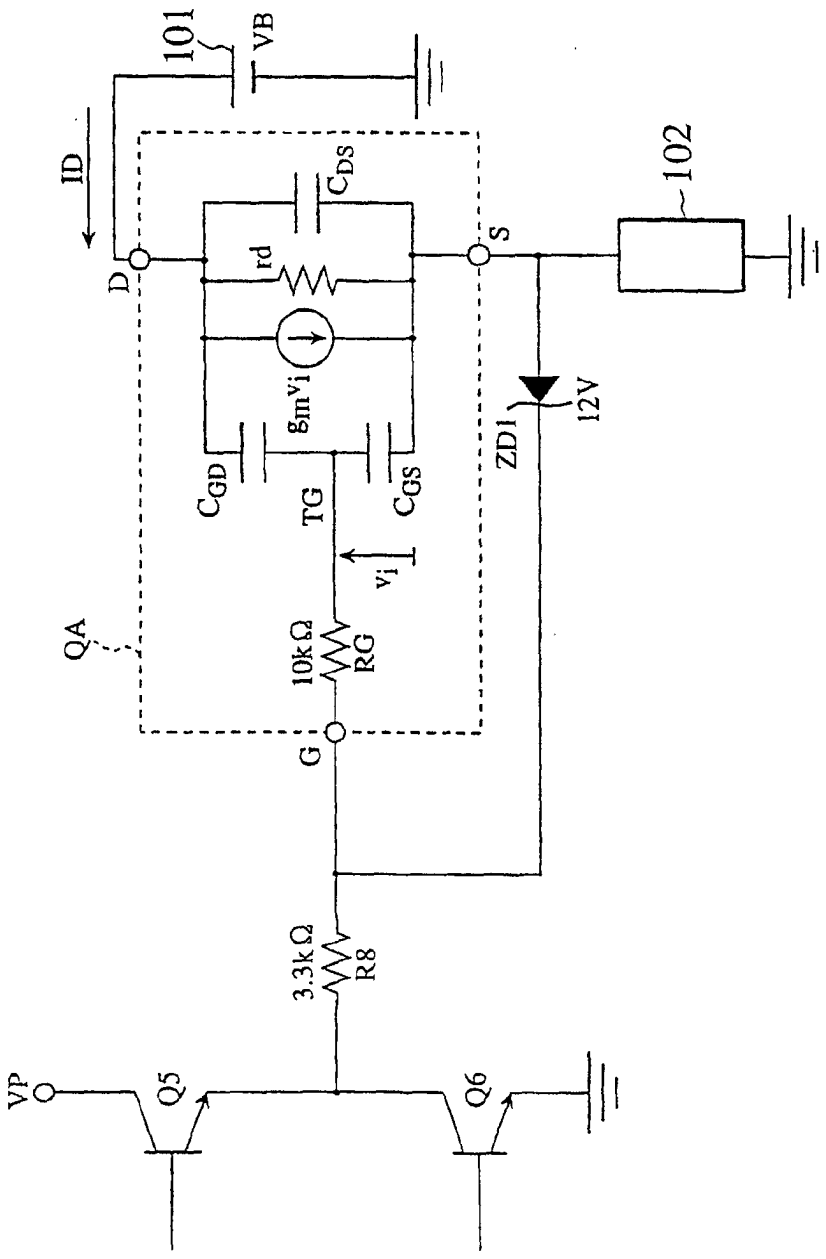
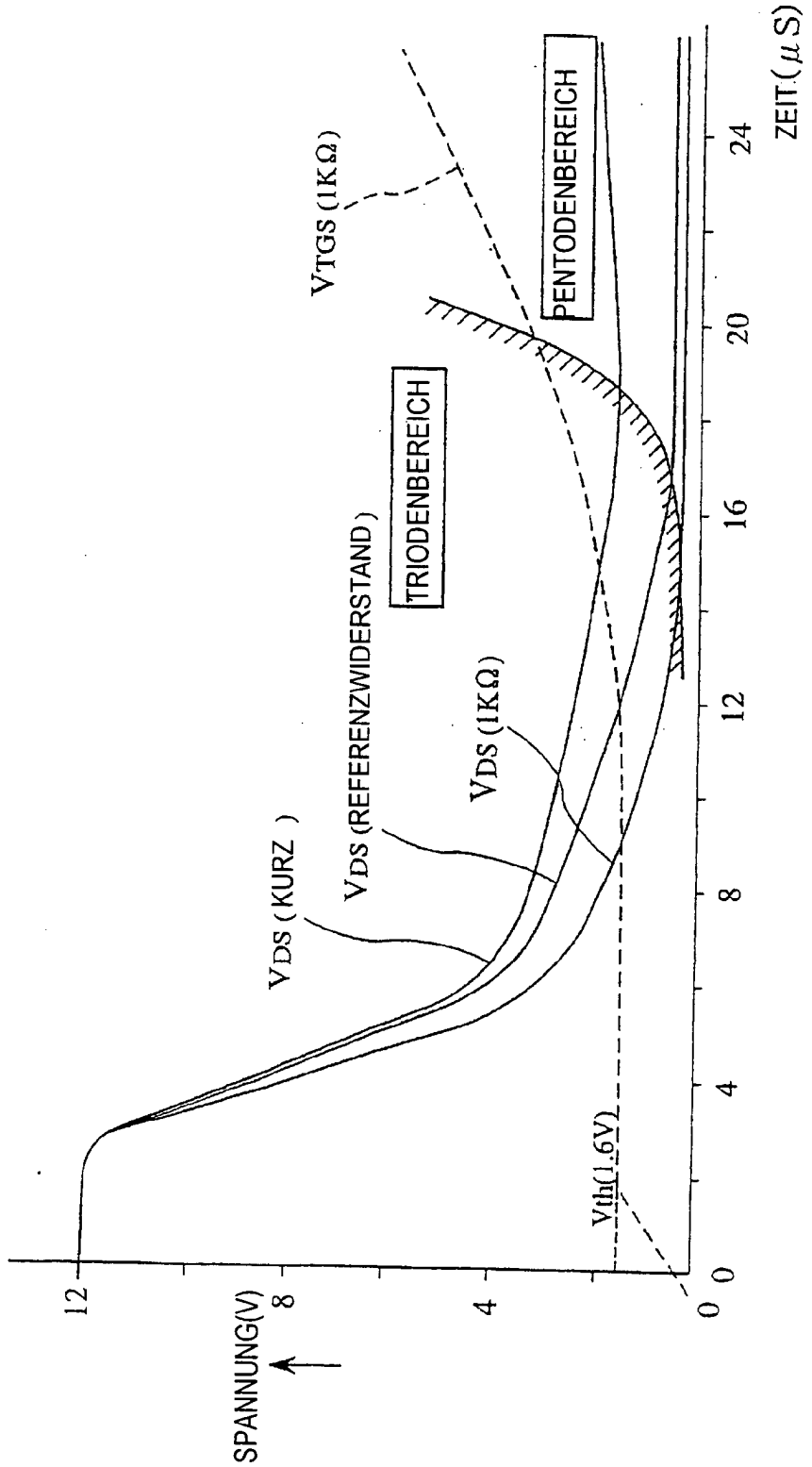

101
VB
ID
D
rd
C_{DS}
S
102
$g_m v_i$
C_{GD}
C_{GS}
TG
v_i
ZD1
12V
QA
10kΩ
RG
G
3.3kΩ
R8
VP
Q5
Q6

FIG. 8


SPANNUNG(V)
12
8
4
0
0
4
8
12
16
20
24
ZEIT(μS)
VTGS (1KΩ)
PENTODENBEREICH
TRIODENBEREICH
VDS (REFERENZWIDERSTAND)
VDS (KURZ)
VDS (1KΩ)
Vth(1.6V)

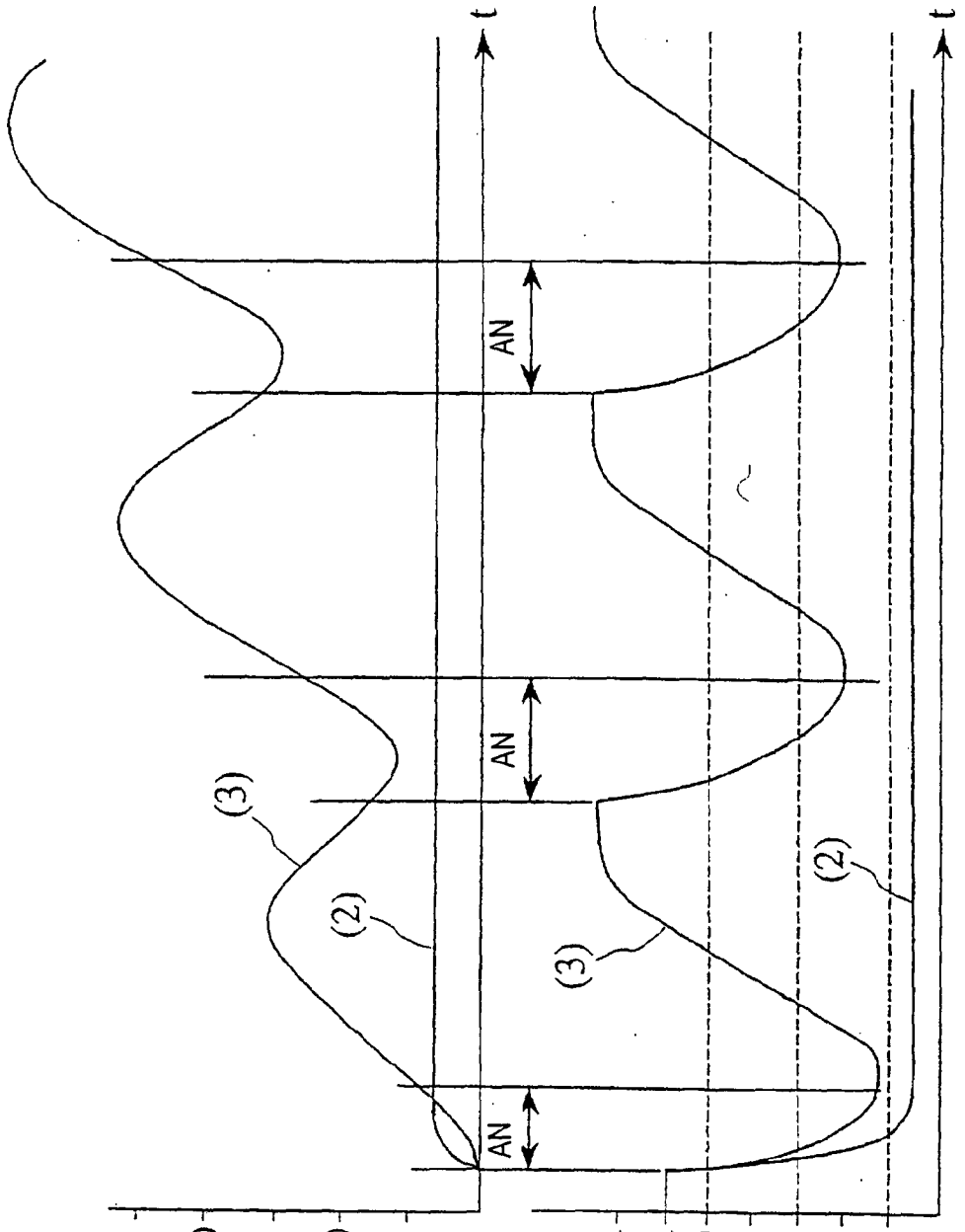


FIG. 9A

FIG. 9B