



(19) Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) DE 10 2005 036 153 B4 2007.03.22

(12)

Patentschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2005 036 153.6**

(22) Anmeldetag: 25.07.2005

(43) Offenlegungstag: 07.12.2006

(45) Veröffentlichungstag der Patenterteilung: **22.03.2007**

(51) Int Cl.⁸: **H02N 6/00** (2006.01)

H02H 7/20 (2006.01)

Innerhalb von drei Monaten nach Veröffentlichung der Patenterteilung kann nach § 59 Patentgesetz gegen das Patent Einspruch erhoben werden. Der Einspruch ist schriftlich zu erklären und zu begründen. Innerhalb der Einspruchsfrist ist eine Einspruchsgebühr in Höhe von 200 Euro zu entrichten (§ 6 Patentkostengesetz in Verbindung mit der Anlage zu § 2 Abs. 2 Patentkostengesetz).

(66) Innere Priorität:
10 2005 024 428.9 24.05.2005

(72) Erfinder:
Schmidt, Heribert, Dr., 79117 Freiburg, DE; Burger, Bruno, Dr., 79104 Freiburg, DE

(73) Patentinhaber:

Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V., 80686 München, DE

(74) Vertreter:

PFENNING MEINIG & PARTNER GbR, 10719 Berlin

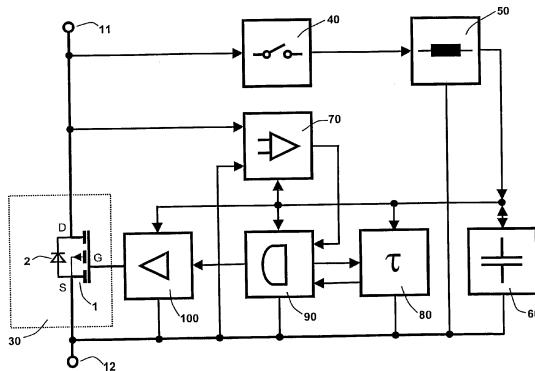
(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht gezogene Druckschriften:

DE 103 31 780 A1

DE 33 07 202 A1

(54) Bezeichnung: **Schutzschalteinrichtung für ein Solarmodul**

(57) Zusammenfassung: Es wird eine Schutzschalteinrichtung für ein Solarmodul, bei dem eine Mehrzahl von im Normalbetrieb und im Abschattungsfall arbeitenden Solarzellen in Reihe geschaltet sind, vorgeschlagen. Mindestens ein steuerbares elektrisches, als Bypasselement dienendes Schaltelement ist dabei mit seiner Schaltstrecke parallel zu der Mehrzahl von Solarzellen geschaltet. Eine Versorgungsschaltung stellt eine Steuerspannung zur Ansteuerung der Steuerelektrode des Bypasselementes bereit, wobei eine Trennschaltung zum Sperren der über die Schaltstrecke des Bypasselementes im Normalbetrieb liegenden Spannung zu der Versorgungsschaltung und zum Durchschalten der über die Schaltstrecke im Abschattungsfall mindestens einer Solarzelle liegenden Spannung zu der Versorgungsschaltung vorgesehen ist.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft eine Schutzschalteinrichtung für ein Solarmodul, bei dem eine Mehrzahl von Solarzellen in Reihe geschaltet ist.

Stand der Technik

[0002] Solarmodule sind allgemein bekannt und bestehen gemäß **Fig. 1a** üblicherweise aus einer Reihenschaltung von Zellen, die eine Einzelspannung U_z von ca. 0,5 V bis 1 V liefern. Bei einer Teilabschaltung einer oder mehrerer Zellen oder auch bei unterschiedlichen Eigenschaften der Zellen, insbesondere des Kurzschlussstroms, kehrt sich bei Belastung die Spannung über den abgeschalteten Zellen um. Im schlimmsten Fall, d.h. bei Kurzschluss des Solargenerators, z.B. beim Betrieb an einem Shunt-Batterie-Laderegler, fällt die Summe der Spannungen aller nicht abgeschalteten Zellen in Sperrrichtung über der abgeschalteten Zelle ab.

[0003] Die DE 33 07 202 A1 beschreibt ein Solarzellenmodul aus in Reihe angeordneten Solarzellen, die teilweise in Serie geschaltet sind. Dabei sind Bypass-Dioden parallel zu einzelnen Ketten dieser Solarzellen angeordnet, um die Heizleistung in partiell abgeschalteten Solarzellen zu begrenzen.

[0004] Aus der DE 103 31 780 A1 ist eine elektrische Anschluss- und Verbindungsdoose bekannt, die als sog. Solardose verwendet werden kann und die ein an dem Solarzellenmodul befestigbares Gehäuse mit Leitungen und/oder elektrischen Einrichtungen und ein Ansteckmodul aufweist, wobei in dem Ansteckmodul Bypass-Dioden vorgesehen sind.

[0005] Im Folgenden wird unabhängig von der tatsächlichen Ursache der Spannungsumkehr immer der Begriff "Abschattungsfall" benutzt, für den nicht abgeschalteten Betrieb der Begriff "Normalbetrieb".

[0006] Die zulässige Sperrspannung einer Solarzelle liegt bei einigen wenigen V bis zu einigen wenigen 10 V. Abhängig von der Anzahl der mit der abgeschalteten Zelle in Reihe geschalteten, nicht abgeschalteten Zellen kann die zulässige Sperrspannung überschritten werden, was zu lokalen Durchbrüchen der Sperrsicht und irreversiblen Schädigungen der Zelle führen kann. Zur Vermeidung dieser unzulässig hohen Sperrspannung ist bekannt, idealerweise eine sog. Bypassdiode parallel zu jeder einzelnen Zelle zu schalten. Dieser Aufwand ist erheblich und nur bei Sonderanwendungen, siehe z.B. die Raumfahrt, tragbar. In handelsüblichen Solarmodulen werden daher gemäß **Fig. 1a** Untergruppen UG_A , UG_B , ... UG_x von in Serie geschalteten Zellen gebildet, z.B. 18 bis 24, die durch jeweils eine Bypassdiode geschützt werden. Diese werden über Anschlusspunkte **11**, **12** mit der jeweiligen Untergruppe verbunden. Der

Übersichtlichkeit halber ist in **Fig. 1a** die Bypassdiode nur für die Untergruppe UG_B dargestellt.

[0007] Im Normalbetrieb liegt gemäß **Fig. 1b** über der Bypassdiode die Summe der Spannungen der zu der Untergruppe gehörenden Zellen Z_1 bis Z_n , also etwa +15 V bis mehr als +20 V. Der Sperrstrom I_S sollte zur Vermeidung von Verlusten minimal sein. Bei einer vollständigen Abschattung einer oder mehrerer Zellen innerhalb einer Untergruppe fließt gemäß **Fig. 1c** durch die Bypassdiode **2** der von den außerhalb der Untergruppe liegenden, nicht abgeschalteten Zellen erzeugte Kurzschluss- oder Arbeitspunktstrom I_{SG} . Dies erzeugt an der Bypassdiode **2**, abhängig von der verwendeten Dioden-Technologie, dem durchfließenden Strom und der Diodentemperatur einen Spannungsabfall U_D von ca. -0,4 V bis zu mehr als -1 V. Über der abgeschalteten Zelle fällt somit im schlimmsten Fall die Summe der Spannungen aller innerhalb der zugehörigen Untergruppe befindlichen, nicht abgeschalteten Zellen zzgl. des Spannungsabfalls über der Bypassdiode ab.

[0008] Die Anzahl der in einer Untergruppe zusammengefassten Zellen wird so gewählt, dass im schlimmsten Fall die zulässige Sperrspannung der abgeschalteten Einzelzelle nicht überschritten wird. Dies führt zu einer typischen Anzahl von ca. 18 bis zu 24 Zellen pro Untergruppe.

[0009] Für die bekannte Bypassdiode ergeben sich somit folgende Betriebsbedingungen:
In dem in **Fig. 1b** dargestellten Normalbetrieb liegt über ihr die Spannung der in einer Untergruppe zusammengefassten Zellen in Sperrrichtung an, typischerweise also ca. +15 V bis zu +20 V. Bei dem in **Fig. 1c** dargestellten Fall einer vollständiger Abschattung einer Zelle innerhalb der zugehörigen Gruppe fließt der Solargeneratorstrom I_{SG} durch die Bypassdiode und verursacht einen Spannungsabfall U_D von ca. -0,4 V bis zu mehr als -1 V. Es wird in der folgenden Beschreibung zur Vereinfachung eine auftretende Sperrspannung von +20 V und eine Durchlassspannung U_D von -0,6 V angenommen, wobei andere Werte auftreten können.

[0010] Die Bypassdioden sind üblicherweise in einer Anschlussdose untergebracht, die mit dem Solarmodul verbunden ist, und somit Umgebungstemperaturen von ca. -20°C bis zu mehr als 85°C ausgesetzt. In einer Dose sind typischerweise zwei oder drei Dioden untergebracht für zwei oder drei Untergruppen UG_A , UG_B und UG_C . Zur Erhöhung der zulässigen Solargeneratorströme I_{SG} können auch mehrere Bypassdioden parallel geschaltet sein.

[0011] In den im Stand der Technik eingesetzten Bypassdioden entsteht im Falle einer Abschattung eine relativ große Verlustleistung. Eine solche Verlustleistung kann kurzfristig problemlos von der Diode aufge-

nommen werden, bei länger andauernden Abschattungen ist es jedoch schwierig, die entstehende Wärmemenge von der Diode und aus der Anschlussdose abzuführen. Dabei ist zusätzlich der Umstand zu berücksichtigen, dass die höchsten Belastungen, d.h. die höchsten Solarströme zumeist bei gleichzeitig hohen Umgebungs- bzw. Modultemperaturen auftreten. Das Problem verschärft sich mit größer werdenden Solarzellen, da diese einen proportional zur Zellfläche ansteigenden Kurzschluss bzw. Nennstrom liefern.

Aufgabenstellung

[0012] Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, eine Schutzschalteinrichtung für ein Solarmodul zu schaffen, die die Funktionen einer Bypassdiode übernimmt, wobei sie wenig Verlustleistung liefert und einfach aufgebaut ist, und eine große und lange Zuverlässigkeit gewährleistet.

[0013] Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß durch die Merkmale des Hauptanspruchs gelöst.

[0014] Dadurch, dass ein steuerbares elektrisches, als Bypasselement dienendes Schaltelement vorgesehen ist, dessen Schaltstrecke parallel zu der Mehrzahl von Solarzellen anschließbar ist und dass eine Versorgungsschaltung eine Steuerspannung zur Ansteuerung der Steuerelektrode bereitstellt, wird eine Bypassschaltung zur Verfügung gestellt, die ohne Schwierigkeit den Kurzschluss- oder Arbeitspunktstrom der abgeschalteten Solarzellen übernehmen kann. Mittels der Versorgungsspannung wird das steuerbare Bypasselement in seiner Funktion so gesteuert, dass wenig Verlustleistung auftritt. Durch die weiterhin vorgesehene Trennschaltung kann die im Normalbetrieb der Solarzellen über der Schaltstrecke des Schaltelementes liegende Spannung zu der Versorgungsschaltung gesperrt werden, während im Abschattungsfall die Trennschaltung die über der Schaltstrecke liegende Spannung zu der Versorgungsschaltung durchschaltet.

[0015] Durch die in den Unteransprüchen angegebenen Maßnahmen sind vorteilhafte Weiterbildungen und Verbesserungen möglich.

[0016] Besonders vorteilhaft ist, dass die Versorgungsschaltung als Ladeschaltung für einen Energiespeicher ausgebildet ist oder eine solche aufweist, die eine Hochsetzung einer im Abschattungsfall zur Verfügung stehenden Spannung in eine zur Ansteuerung des steuerbaren Bypasselementes höhere Spannung vornimmt. Auf diese Weise kann die über die Schaltstrecke im Abschattungsfall zur Verfügung stehende Versorgungsspannung von -0,6 V verwendet werden, um das steuerbare Bypasselement anzusteuern und ggf. weitere Schaltungen zu versorgen.

[0017] In vorteilhafter Weise ist das steuerbare Bypasselement als MOS-Feldeffektransistor (MOSFET) ausgebildet, wobei die in dem MOSFET inhärent vorhandene Body-Diode kurzzeitig den Solargeneratorstrom vollständig übernehmen kann und bei kleinen Solargeneratorströmen dauerhaft als Bypassdiode genutzt werden kann.

[0018] In vorteilhafter Weise wird die dem steuerbaren Bypasselement inhärente Kapazität, bei dem verwendeten MOSFET die Gate-Kapazität, als Energiespeicher der Versorgungsschaltung bzw. Ladeschaltung verwendet, so dass keine zusätzlichen Speicher Bauelemente notwendig sind.

[0019] In besonders vorteilhafter Weise ist die Trennschaltung als invers betriebener Bipolar-Transistor ausgebildet, da dieser im Normalbetrieb konventionell in Kollektorschaltung betrieben wird und somit die im Normalbetrieb auftretende positive Drain-Source-Spannung von 20 V problemlos sperren kann.

[0020] Vorteilhaft ist, die Trennschaltung als Feldefektransistor, vorzugsweise als J-FET auszubilden, da dieser einen geringen Einschaltwiderstand aufweist, so dass die nachfolgende Schaltung nahezu verlustfrei mit der Spannung der Schaltstrecke des Bypasselementes, der Drain-Source-Spannung des MOSFET verbunden ist.

[0021] In vorteilhafter Weise weist die Versorgungsschaltung und/oder Ladeschaltung einen Transformator mit einer Mitkopplungswicklung und ein erstes elektronisches Schaltelement auf, wobei Schaltelement und Transformator ähnlich einem Sperrschwinger einen Kippvorgang ausüben, bei dem die im Transformator gespeicherte Energie in den Energiespeicher, z.B. die Gate-Kapazität, übertragen wird. Durch diese Maßnahme ist es möglich, aus der geringen Spannung im Abschattungsfall von ca. 0,6 V eine hohe Spannung von etwa 15 V zu erzeugen, wobei die notwenige Energie zur Ladung der Gate-Kapazität schnell, vorzugsweise in einem einzigen Takt, übertragen werden kann.

[0022] In besonders vorteilhafter Weise ist das erste elektronische Schaltelement invers geschaltet, so dass es gleichzeitig die Trennschaltung bildet und keine zusätzlichen Bauelemente für die Trennung notwendig sind.

[0023] Durch Vorsehen einer ersten Entladeschaltung, die mit der Steuerelektrode des steuerbaren Bypasselementes verbunden ist, wobei die Zeitkonstante der Entladeschaltung so gewählt ist, dass das Verhältnis der Zeit des Leitens des Bypasselementes zu der des Nicht-Leitens groß ist, vorzugsweise größer als 5, ist es möglich, das steuerbare Bypasselement so zu steuern, dass geringe Verlustleistungen

aufreten und somit die Wärmeentwicklung gering ist.

[0024] Besonders vorteilhaft ist, die erste Entladungsschaltung als nicht linear wirkende aktive Entladungsschaltung auszubilden, die oberhalb einer Schwellenspannung hochohmig und unterhalb der Schwellenspannung niederohmig ist, wobei die Schwellenspannung durch die für die vollständige Durchsteuerung des Bypassschaltelementes benötigte Spannung seiner Steuerelektrode bestimmt ist. Dadurch kann die anfallende Verlustleistung innerhalb des MOSFET weiter verringt werden.

Ausführungsbeispiel

[0025] Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in der Zeichnung dargestellt und werden in der nachfolgenden Beschreibung näher erläutert. Es zeigen:

[0026] [Fig. 1](#) die Verschaltung von Solarzellen und Bypassdioden gemäß dem Stand der Technik sowie die Diodenspannung im Normalbetrieb und bei Abschaltung,

[0027] [Fig. 2](#) ein Blockschaltbild der erfindungsgemäßen Schutzschalteinrichtung,

[0028] [Fig. 3](#) eine erste schaltungsgemäße Ausgestaltung der erfindungsgemäßen Schutzschalteinrichtung,

[0029] [Fig. 4](#) den zeitlichen Verlauf der Source-Drain-Spannung des steuerbaren Bypasselementes,

[0030] [Fig. 5](#) den zeitlichen Verlauf der Gate-Source-Spannung,

[0031] [Fig. 6](#) eine zweite schaltungsgemäße Ausgestaltung der erfindungsgemäßen Schalteinrichtung und

[0032] [Fig. 7](#) eine dritte schaltungsgemäße Ausgestaltung der erfindungsgemäßen Schutzschalteinrichtung.

[0033] Die in [Fig. 2](#) dargestellte Schutzschalteinrichtung weist als wesentlichen Bestandteil einen MOS-Feldeffekttransistor **1** auf, der Bestandteil einer Schaltereinheit **30** ist, die später näher beschrieben wird. Die Drain-Source-Strecke als Schaltstrecke liegt zwischen den Anschlüssen **11** und **12**, die mit der Reihenschaltung der Solarzellen des Solarmoduls verbunden sind. Im Normalbetrieb liegt eine positive Spannung von 20 V an der Drain-Source-Strecke, während im Abschattungsfall eine negative Drain-Source-Spannung von 0,6 V vorhanden ist. Die inhärent vorhandene Body-Diode des MOSFET **1** ist mit **2** bezeichnet.

[0034] Eine Trennschaltung **40** ist einerseits mit dem Drain-Anschluss des MOSFET **1** und andererseits mit einer Versorgungs- und/oder Ladeschaltung **50** (im Folgenden wird im Wesentlichen von Ladeschaltung gesprochen) verbunden, wobei die Trennschaltung **40** im Normalbetrieb die positive Drain-Source-Spannung von bis zu ca. 20 V sperren muss, während sie im Abschattungsfall den geringen negativen Spannungsabfall von 0,6 V oder auch weniger möglichst verlustarm an die nachfolgende Ladeschaltung **50** weiterleiten muss.

[0035] Die Ladeschaltung **50** setzt die im Abschattungsfall hinter der Trennschaltung **40** zur Verfügung stehende geringe negative Gleichspannung in eine zur Ansteuerung des MOSFET **1** und/oder zur Versorgung weiterer Schaltungsteile erforderliche höhere positive Spannung um. Hierbei können Konzepte beruhend auf einer Zwischenspeicherung von Energie in einer Drosselpule oder einem Transformator sowie kapazitiv arbeitende Ladungspumpen zum Einsatz kommen, wobei eine bevorzugte Ausführungsform später beschrieben wird. Die gewandelte Spannung wird in einen Energiespeicher **60**, der hier als Kondensator gezeichnet ist, zwischengespeichert, wobei in einer besonders vorteilhaften Weise die Gate-Kapazität des MOSFET **1** direkt als Energiespeicher genutzt wird.

[0036] Die Gate-Elektrode **G** des MOSFET **1** wird mittels einer Zeitgeberschaltung **80** zeitabhängig gesteuert, wobei der MOSFET über den größten Teil der Zykluszeit zur Verringerung der Verlustleistung durchgesteuert ist, ggf. über einen geringeren Zeitraum linear arbeitet und über einen kurzen Zeitraum vollständig gesperrt ist. Der Bypass-Strom des MOSFET **1** fließt dann durch die Body-Diode **2**. In den ersten beiden Zeitbereichen wird die Gate-Kapazität des MOSFET entladen, während im dritten Zeitraum die Kapazität über die Ladeschaltung **50** geladen wird.

[0037] Vorzugsweise ist ein Komparator **70** vorgesehen, der die Drain-Source-Spannung überwacht und im zulässigen Zustand ein Signal an eine Logikschaltung **90** gibt, die gleichfalls das Signal der Zeitgeberschaltung erhält. Überwachungskriterien der Komparatorschaltung **70** sind beispielsweise die Polarität sowie die Höhe der Drain-Source-Spannung des MOSFET **1**. Eine Treiberschaltung **100**, die wie alle übrigen Schaltungen mit der Versorgungs- oder Ladeschaltung **50** verbunden ist, steuert das Gate des MOSFET **1** abhängig vom Signal der Logikschaltung an.

[0038] Die in der [Fig. 2](#) dargestellten Funktionsblöcke sind zur Verbesserung der Übersichtlichkeit aufgeführt, in den weiteren Ausführungsbeispielen ist zu erkennen, dass nicht zwangsläufig alle Funktionsblöcke separat vorhanden sein müssen, es können auch mehrere durch die Blöcke vorgegebenen Funktionen

in einem Bauteil zusammengefasst sein.

[0039] In [Fig. 3](#) ist ein erstes Ausführungsbeispiel der erfindungsgemäßen Schutzschalteinrichtung mit diskreten Bauelementen dargestellt, wobei teilweise die Funktionsblöcke gestrichelt dargestellt sind.

[0040] Die Schaltereinheit **30** weist, wie schon ausgeführt, den MOSFET **1** mit der Body-Diode **2** sowie inhärent vorhandener Gate-Kapazität **3** auf. Eine erste Zenerdiode **7** ist von der mit dem Anschluss **12** verbundenen Bezugspotentialleitung in Durchgangsrichtung mit dem Gate-Anschluss verbunden. Sie dient zur Begrenzung der Gate-Spannung auf einen zulässigen Wert von z.B. 15 V. Zwischen Bezugspotential **32** und Gate-Steuerleitung **31** ist ein Transistor **9** mit seiner Schaltstrecke geschaltet, dessen Basis über einen hochohmigen Widerstand **10** mit dem Drain-Anschluss des MOSFET **1** verbunden ist. Parallel zu der Schaltstrecke des Transistors **9** liegt ein weiterer Kondensator **8** und zwischen Kondensator **8** und ersten Zenerdiode **7** ist in der Steuerleitung **31** ein Vorwiderstand **6** geschaltet. Zwischen Drain-Anschluss und Gate-Steuerleitung **31** liegen eine Diode **13** und eine zweite Zenerdiode **14**.

[0041] Parallel zur inhärent vorhandenen Body-Diode **2** des MOSFET **1** kann eine weitere Diode **4** geschaltet sein, die bei nicht eingeschaltetem MOSFET **1** einen Teil des oder auch den gesamten Bypass-Strom leitet.

[0042] Ein Überspannungs-Schutzelement **5**, z.B. ein Varistor oder eine TransZorb-Diode, liegt parallel zum MOSFET **1** und begrenzt extrem hohe, kurzzeitige Spannungsimpulse.

[0043] Mit dieser Schutzschaltung wird der MOSFET mit der inhärent vorhandenen Body-Diode **2** vor zu hohen Spannungen an der Drain-Source-Strecke und der Gate-Source-Strecke geschützt. Außerdem ist beim Übergang in den Normalbetrieb, d.h. bei einer positiven Drain-Source-Spannung, ein schnelles Abschalten erforderlich und weiterhin soll ein ungewolltes Einschalten des MOSFET im Normalbetrieb verhindert werden.

[0044] Bei einer positiven Drain-Source-Spannung, d.h. beim Übergang zum Normalbetrieb, wird der Transistor **9** über den hochohmigen Basis-Vorwiderstand **10** vollständig durchgesteuert und entlädt die Gate-Kapazität **3** des MOSFET **1** über den niederohmigen Vorwiderstand **6** sehr schnell (Mitkopplung). Weiterhin hält der Transistor **9** die Gate-Source-Spannung über den Vorwiderstand **6** im Normalbetrieb auf nahezu 0 V. Damit wird ein ungewolltes Einschalten, z.B. durch eine von außen induzierte Gate-Spannung, zuverlässig verhindert. Der im Normalbetrieb über den Basis-Vorwiderstand **10** abfließende Verluststrom ist bei entsprechender Dimensi-

onierung vernachlässigbar klein.

[0045] Grundsätzlich sind MOSFET begrenzt Avalanche-fest, d.h. bei kurzzeitiger Überschreitung der maximal zulässigen Drain-Source-Spannung, z.B. größer als 60 V, bei einem für 40 V spezifizierten MOSFET wird der MOSFET leitend und begrenzt die Spannungsspitze ohne Schaden zu nehmen. Bei dieser Betriebsart kann aber der zulässige Arbeitsbereich verlassen werden und das Bauteil einem verstärkten Stress unterliegen. Daher wird über die Zenerdiode **14** und die Diode **13** der MOSFET beim Auftreten einer überhöhten Spannung gezielt über seine Gate-Source-Strecke angesteuert, wobei beim Überschreiten der Zenerspannung der Zenerdiode **14** das Gate auf ein positives Potential angehoben wird und der MOSFET **1** im linearen Bereich betrieben wird. Um bei leitendem Transistor **9** eine positive Gate-Spannung aufbauen zu können, ist der Vorwiderstand **6** erforderlich.

[0046] Der über den Vorwiderstand **6** zur inhärent vorhandenen Gate-Kapazität **3** parallel geschaltete Kondensator **8**, der typischerweise eine höhere Kapazität als die Gate-Kapazität **3** aufweist, verringert die Störempfindlichkeit der Schaltung. Der Kondensator wird vorteilhafterweise auf der vom Gate abgewandten Seite des Vorwiderstandes **6** angeschlossen, da dann im Falle einer transienten Überspannung nur die vergleichsweise niedrige Gate-Kapazität **3** über die Zenerdiode **14** und die Diode **13** geladen werden muss.

[0047] Wie schon oben ausgeführt, hat die Trennschaltung **40** die Aufgabe, die im Normalbetrieb positive Drain-Source-Spannung von 20 V von der nachfolgenden Schaltung zu trennen und die im Abschattungsfall negative Drain-Source-Spannung von 0,6 V verlustarm an die nachfolgenden Schaltungsteile weiterzuleiten. Die in [Fig. 3](#) dargestellte Trennschaltung **40** weist einen selbstleitenden n-Kanal Junction-FET (J-FET) **28** auf, dessen Source-Elektrode mit dem Drain-Anschluss des MOSFET **1** verbunden ist, dessen Drain-Elektrode an die nachfolgende Versorgungs- oder Ladeschaltung **50** angeschlossen ist und dessen Gate-Elektrode über einen hochohmigen Gate-Widerstand **29** mit der Bezugspotentialleitung **32** verbunden ist. Dieser Widerstand **29** begrenzt den Strom durch die Gate-Dioden bei einer positiven Gate-Drain- oder Gate-Source-Spannung größer als 0,5 V, wie sie im Abschattungsfall auftritt. Zum Sperren benötigt der niederohmige J-FET **28** eine sowohl gegenüber Drain als auch Source negative Gate-Spannung von ca. 5 V. Dies wird im Normalbetrieb für die Source-Gate-Strecke direkt erreicht. Für die Drain-Gate-Strecke kann das hingegen nur dann erreicht werden, wenn das Drain-Potential einen positiven Wert annimmt. Hierzu ist es erforderlich, dass die nachfolgende Versorgungs- bzw. Ladeschaltung **50** eine Sperrspannung in Höhe der Schwellenspan-

nung des J-FET aufnehmen kann, also etwa 5 V. Diese besondere Eigenschaft wird durch die unten beschriebene Ladeschaltung **50** gewährleistet.

[0048] Anstelle des beschriebenen J-FETs **28** kann auch ein selbstleitender MOSFET eingesetzt werden, der ein ähnliches Verhalten aufweisen, wobei dann jedoch eine Strombegrenzung über den Widerstand **29** nicht notwendig ist, da die Gate-Isolation typischerweise ± 20 V aufnehmen kann.

[0049] Die Versorgungs- und/oder Ladeschaltung **50** hat zur Aufgabe, eine negative Eingangsspannung von 0,6 V in eine zur Ansteuerung des MOSFET **1** ausreichende positive Ausgangsspannung von z.B. 15 V umzusetzen. Unter Berücksichtigung des mit zunehmender Temperatur abnehmenden Spannungsabfalls über der Body-Diode **2** des MOSFET **1** sowie eventuell auftretender Spannungsabfälle in der Trennschaltung **40**, muss ein sicherer Anlauf bereits bei Spannungen von sogar kleiner als 0,4 V gewährleistet sein. Weiterhin muss die Ladeschaltung sehr robust und mit minimalem Aufwand zu erstellen sein. Sie übernimmt zusätzlich die Funktionen des Komparators **70** sowie teilweise der Zeit- und Treiberschaltungen **80, 100** aus [Fig. 2](#).

[0050] Die Ladeschaltung **50** gemäß [Fig. 3](#) weist einen in Emitterschaltung betriebenen Transistor **24** auf, dessen Emitter mit dem Drain-Anschluss des J-FET **28** und dessen Kollektor mit der Primärwicklung **21** eines Wandlertransformators **20** verbunden ist. Die Basis des Transistors **24** ist über einen Vorwiderstand **25** an eine Mitkopplungswicklung **22** angeschlossen. In Reihe mit der Primärwicklung **21** liegt eine Ausgangswicklung **21'**, wodurch der Wandlertransformator **20** als Spartransformator geschaltet ist. Der Kollektor des Transistors **24** ist zwischen Primärwicklung **21** und Ausgangswicklung **21'** angeschlossen. Die Ausgangswicklung **21'** ist über eine Gleichrichterdiode **23** und den Vorwiderstand **6** mit der Gate-Kapazität **3** bzw. direkt mit dem zusätzlichen Kondensator **8** verbunden.

[0051] Zusätzlich weist die Ladeschaltung **50** einen Transistor **26** auf, dessen Emitter am Drain-Anschluss des J-FET **28**, dessen Kollektor zwischen Diode **3** und Vorwiderstand **6** und dessen Basis über einen Vorwiderstand **27** mit dem Anschluss der Mitkopplungswicklung **22** verbunden ist.

[0052] Ein Entladewiderstand **81**, der Bestandteil einer Zeitgeberschaltung **80'** sein kann, ist zwischen Bezugspotentialleitung **32** und Gate-Steuerleitung **31** geschaltet.

[0053] Die Funktionsweise, insbesondere der Versorgungs- oder Ladeschaltung, sowie das Schaltverhalten des MOS-FET **1** wird unter Bezugnahme auf die zeitabhängigen Spannungsverläufe nach [Fig. 4](#)

und [Fig. 5](#) beschrieben. Bei Abschaltung und eingeschaltetem MOSFET **1** fällt über der Drain-Source-Strecke, abhängig vom Einschalt-Widerstand ($R_{D_{Son}}$) des MOSFET **1** und dem momentanen Solargeneratorstrom, eine negative Spannung von wenigen Millivolt, z.B. -30 mV, ab. Dies ist in [Fig. 4](#) mit dem Bereich (1) bezeichnet. Da die dann über die Trennschaltung **40** gelieferte Spannung nicht ausreicht, ist entsprechend auch die Versorgungsschaltung **50** nicht aktiv. Der Entladewiderstand **81** entlädt langsam, z.B. innerhalb von 100 ms (Bereich (1)), die Gate-Kapazität **3** des MOSFET **1**, die entsprechend [Fig. 4](#) auf z.B. 15 V geladen war. Wird die Schwellenspannung des MOSFET **1** bei z.B. 5 V Gate-Source-Spannung erreicht, so geht dieser vom vollständig durchgesteuerten in den linearen Bereich über (Bereich (2)), und die Drain-Source-Spannung steigt entsprechend [Fig. 4](#) langsam an. Ohne die weiter unten beschriebene Nachladung der Gate-Source-Kapazität **3** über die Ladeschaltung **50** würde der MOSFET **1** in den vollständig gesperrten Zustand übergehen, wobei in diesem Falle der Solargeneratorstrom vollständig durch die Body-Diode **2** fließt, verbunden mit einem negativen Spannungsabfall von ca. 0,4 V bis zu ca. 1 V.

[0054] Bei einer Spannung von ca. 0,3 V bis 0,4 V zwischen der Leitung **34** und der Bezugspotentialleitung **32**, d.h. dem Drain-Anschluss der Trennschaltung **40**, fließt ein ausreichend großer Basisstrom im Transistor **24**, um einen merklichen Kollektorstrom und somit Strom durch die Primärwicklung **21** des Transformators **20** hervorzurufen. Hierdurch wird in der Mitkopplungswicklung **22** eine Spannung induziert, die sich aufgrund des Wicklungssinnes zu der Spannung zwischen den Leitungen **32** und **34** addiert und somit den Basisstrom verstärkt, wodurch ein Kippvorgang einsetzt. Der Transistor **24** wird vollständig durchgeschaltet und es baut sich entsprechend der Induktivität der Primärwicklung **21** und der über der Primärwicklung anliegenden Spannung, die im Wesentlichen der zwischen den Leitungen **32, 34** anliegenden Spannung entspricht, ein zeitlich zunehmender Primärstrom auf.

[0055] Gerät der Kern des Transformators **20** in die Sättigung oder reicht der Basisstrom des Transistors **24** nicht mehr zur vollständigen Durchsteuerung aus, so kehrt sich die Mitkopplung um und der Transistor **24** wird schlagartig gesperrt. Die in der Transformatorinduktivität gespeicherte Energie wird über die Primärwicklung **21** sowie die Ausgangswicklung **21'** und die Gleichrichterdiode **23** in die Gate-Kapazität **3** sowie den zusätzlichen Kondensator **8** übertragen. Dies ist am Ende des Bereichs (3) bzw. am Anfang des Bereichs (1) der [Fig. 4](#) und [Fig. 5](#) zu erkennen. Der MOSFET **1** schaltet somit ein und weist, wie beschrieben, entsprechend seines Innenwiderstandes nur noch einen negativen Spannungsabfall von wenigen Millivolt auf. Die Ladeschaltung **50** wird dann

nicht ausreichend mit Spannung versorgt und ist nicht aktiv. Der Transformator **20** wird so dimensioniert, dass die in ihm gespeicherte Energie ausreicht, bereits mit einem Wandlertakt die Gate-Kapazität **3** bzw. den Kondensator **8** auf den Sollwert von z.B. 15 V aufzuladen.

[0056] Es sei nochmals darauf hingewiesen, dass sich "Takt" immer auf die Ladeschaltung **50**, der Begriff "Zyklus" sich immer auf die Gesamtschaltung bezieht. Der Ladetakt besteht aus zwei Phasen: Die erste Phase wurde oben beschrieben und sie beginnt und erstreckt sich über die Dauer des Bereichs (3) des Gesamtzyklus. Der Kippvorgang selbst dauert dabei nur wenige μ s, der wesentliche Teil der Zeit besteht in dem "langsamem" Anstieg des Stromes bis zum Ende des Bereichs (3). Dann setzt die zweite Taktphase ein, in welcher die Energie aus dem Transformator zu den Kapazitäten übertragen wird. Dieser Vorgang liegt auf der abfallenden Flanke, also teilweise im Bereich (3) und im Bereich (1) des nachfolgenden Zyklus. Dieser Umladevorgang dauert aber insgesamt auch nur wenige μ s.

[0057] Wie aus der oben beschriebenen Funktionsweise ersichtlich ist, übernimmt der Transistor **24** mit seiner Basis-Emitterstrecke neben der Schaltfunktion auch die Funktion des Komparators **70** aus [Fig. 2](#), d.h. er arbeitet nur, wenn die anliegende Drain-Source-Spannung groß genug ist. Vorteilhafterweise wird der Transistor **24** daher thermisch mit dem MOSFET **1** gekoppelt. Da beide Bauelemente auf Silizium-Technologie beruhen, ändern sich die Durchlassspannungen der Body-Diode und auch der Basis-Emitterdiode gleichsinnig, so dass bei allen Temperaturen eine sichere Funktion der Schaltung gewährleistet ist.

[0058] Wenn die negative Drain-Source-Spannung des MOSFET bzw. die der Ladeschaltung **50** gelieferte Spannung z.B. aufgrund des Innenwiderstandes der Trennschaltung **40** nicht ausreichend groß ist, läuft der oben beschriebene Kippvorgang bzw. Wandlertakt, der durch den Bereich (3) gegeben ist, nicht zwangsläufig vollständig ab. Damit kann, insbesondere bei kleinen Solargeneratorströmen, die Gate-Kapazität **3** des MOSFET **1** bzw. der Kondensator **8** nicht vollständig geladen werden.

[0059] Um einen stabilen Betrieb der Schutzschalteinrichtung zusätzlich sicherzustellen, wird beim Einsetzen des Kippvorgangs das Gate des MOSFET **1** über den dann eingeschalteten Transistor **26** sehr schnell entladen, wie aus [Fig. 5](#), Bereich (3) zu erkennen ist. Der MOSFET **1** sperrt momentan und die Drain-Source-Spannung steigt gemäß [Fig. 4](#) schnell von ca. -0,4 V dem Schwellenwert des Kippvorgangs, auf ca. -0,6 V, die Durchlassspannung der Body-Diode **2**, an. Durch den Transistor **26** entsteht also eine zusätzliche Mitkopplung. In der zweiten

Phase des Wandlertaktes wird der Transistor **26** über die dann negative Spannung an der Mitkopplungswicklung **22** vollständig gesperrt, so dass die Gate-Kapazität **3** bzw. der Kondensator **8** geladen werden können.

[0060] Der Gesamtzyklus der Schaltung nach [Fig. 3](#) setzt sich entsprechend den [Fig. 4](#) und [Fig. 5](#) aus einer ersten, langen Phase (100 ms) zusammen, in der der MOS-FET **1** vollständig durchgesteuert ist, einer zweiten, kürzeren Phase (20 ms), in welcher er in den linearen Bereich gelangt und die Drain-Source-Spannung langsam bis auf ca. -0,4 V ansteigt und einer dritten, kurzen Phase, in der er durch die Mitkopplungsschaltung für eine kurze Zeit (z.B. 1 ms) vollständig abgeschaltet wird. Die in der zweiten und dritten Phase anfallende Wärmemenge stellt aber keinerlei Problem dar und kann konventionell abgeführt werden.

[0061] Wie schon mehrfach ausgeführt, steigt im Normalbetrieb des Moduls die Drain-Source-Spannung des MOSFET auf positive Werte von ca. 15 V bis ca. 20 V an. Damit der in der Trennschaltung **40** eingesetzte J-FET **28** sperrt, müssen sowohl dessen Drain- als auch dessen Source-Anschluss um ca. 5 V positiv gegenüber dem Gate-Anschluss sein, andernfalls würde ein nicht zulässiger Verluststrom in die Ladeschaltung **50** fließen. Da bei der Schaltung nach [Fig. 3](#) die Emitter-Basisstrecken der Transistoren **24** und **26** für positive Spannungen an der Leitung **34** in Sperrrichtung liegen und sie auch eine Sperrspannung von bis zu ca. 5 V aufnehmen können, kann das Drain-Potential des J-FET **28** bis auf 5 V ansteigen und der J-FET **28** damit, wie gefordert, vollständig sperren.

[0062] In [Fig. 6](#) ist ein weiteres Ausführungsbeispiel dargestellt, das eine Vereinfachung der in [Fig. 3](#) dargestellten Schaltung dadurch erreicht, dass die Funktionen der Trennschaltung **40** und des Transistors **24** der Versorgungs- bzw. Ladeschaltung **50** zusammengefasst werden. Ansonsten entspricht die Schaltung der nach [Fig. 3](#) und auch die Spannungsdigramme nach [Fig. 4](#) und [Fig. 5](#) sind anwendbar.

[0063] Wie zu erkennen ist, wird der Transistor **24** invers betrieben. Werden bei einem Bipolar-Transistor Emitter und Kollektor vertauscht, so bleiben die prinzipiellen Transistoreigenschaften erhalten, im inversen Betrieb vermindert sich jedoch die Stromverstärkung um etwa den Faktor **30**. Diese Eigenschaft wird mit einem entsprechend niedrohmigen Basis-Vorwiderstand **25** Rechnung getragen. In der Praxis reicht zur Strombegrenzung u.U. bereits der ohmsche Widerstand der Mitkopplungswicklung **22** aus, so dass kein konzentriertes Bauelement **25** eingesetzt werden muss. Der Inversbetrieb des Transistors **24** bringt den großen Vorteil mit sich, dass dieser im Normalbetrieb des Solarmoduls in Kollektorschaltung

betrieben wird, wobei seine Basis und auch der Emitter gleichspannungsmäßig auf dem Bezugspotential **32** liegen. In dieser Betriebsart kann der Transistor problemlos die auftretende Spannung von 20 V aufnehmen, auch ist es möglich, einen spannungsfesten Transistortyp einzusetzen, der etwaigen Überspannungspulsen besser widersteht. Eine Oszillation der Versorgungs- oder Ladeschaltung ist wegen der in diesem Betriebsfall als Gegenkopplung wirkende Mitkopplungswicklung **22** ausgeschlossen.

[0064] Der Transistor **26** wird weiterhin konventionell betrieben, und seine Funktion entspricht derjenigen in [Fig. 3](#). Sein Emitter ist jedoch mit dem Emitter des Transistors **24** verbunden. Damit kann im durchgeschalteten Zustand des Transistors **24** das Gate des MOSFET **1** schnell über Transistor **26** entladen werden, wobei er bei dieser Art der Verschaltung in der Leitendphase des MOSFET **1** und auch im Normalbetrieb des Moduls keine negativen Sperrspannungen aufnehmen muss.

[0065] Wie oben beschrieben, wird bei den Schaltungen entsprechend [Fig. 3](#) und [Fig. 6](#) die notwendige Energie zur Ladung der Gate-Kapazität **3** bzw. der Kapazität **8** in einem einzigen Takt, d.h. in einem einzigen Kippvorgang des Wandlertransformators **20** und des Transistors **24** übertragen. Die Ladeschaltung kann die Energie aber auch in mehreren Takten übertragen, wobei sie die Gate-Kapazität des MOSFET **1** oder einen Energiespeicher in mehreren Takten auflädt und dann abschaltet.

[0066] Schließlich kann der schon erwähnte unvollständige Aufladevorgang der Gate-Kapazität bzw. des Kondensators **8** auch durch eine entsprechende Dimensionierung, z.B. des Basis-Vorwiderstandes **25**, zum Prinzip erhoben werden, um den dauerhaft linearen Bereich des MOSFET **1** zu erreichen. In dieser Betriebsart dient der Transistor **24** als Regler für die Drain-Source-Spannung. Der MOSFET **1** wird hierbei nicht vollständig durchgesteuert, sondern über den Transistor **24** als Regler im linearen Betrieb gehalten. Dabei fällt im Abschaltungsfall eine negative Spannung von ca. 0,3 V bis 0,4 V über der Drain-Source-Strecke ab, die ausreicht, die Versorgungs- oder Ladeschaltung **50** kontinuierlich laufen zu lassen. Bei diesem Konzept sind die Verluste innerhalb des MOSFET **1** größer als bei einem vollständig durchgeschalteten MOSFET. Von Vorteil ist aber, dass bei diesem linear arbeitendem MOSFET keine Sprünge in der Solargeneratorenspannung bzw. dem Solargeneratorstrom auftreten.

[0067] Um die anfallende Verlustleistung innerhalb des MOSFET **1** weiter zu verringern, kann der zeitweilige Betrieb im linearen Bereich des MOSFET entsprechend dem Bereich (2) in [Fig. 4](#) und [Fig. 5](#) verhindert werden. Eine solche Schaltung ist in [Fig. 7](#) dargestellt, die sich von der Schaltung nach [Fig. 3](#)

bzw. [Fig. 6](#) durch die mit **80"** bezeichnete Entladeschaltung unterscheidet. Bei den Schaltungen nach [Fig. 3](#) und [Fig. 6](#) wird der Abschaltzeitpunkt des MOSFET **1** von dem durch seine Gate-Kapazität **3**, dem ggf. vorhandenen Kondensator **8** sowie dem Entladewiderstand **81** gebildeten Zeitglied bestimmt. Anstelle des Entladewiderstandes **81** wird eine nicht linear wirkende, aktive Gate-Entladeschaltung eingesetzt. Diese hat die Eigenschaft, dass sie oberhalb einer bestimmten Schwellenspannung hochohmig ist, beim Unterschreiten der Schwellenspannung jedoch deutlich niederohmiger wird.

[0068] Eine Schaltung mit dieser Eigenschaft lässt sich z.B. durch eine Schmitt-Trigger-Schaltung realisieren. Wenn der Umschaltpunkt dieser Trigger-Schaltung, d.h. die Kippschwelle der Gate-Entladeschaltung **80"**, höher gelegt wird als die höchste zur vollständigen Durchsteuerung des MOSFET **1** benötigte Gate-Spannung, z.B. auf 6 V oder größer, so wird diese nach einer Aufladung durch die Ladeschaltung **50** zunächst langsam absinken, um nach dem Unterschreiten der Trigger- oder Kippschwelle schnell abzusinken und einen neuen Ladetakt auszulösen. Mit einer solchen Schaltung wird der Betrieb des MOSFET **1** im linearen Bereich, der in [Fig. 4](#) und [Fig. 5](#) mit Bereich (2) bezeichnet ist, vermieden und die Verlustleistung nochmals gesenkt.

[0069] Bei dieser Schaltung **80"** ist ein Kleinsignal-MOSFET **87** zwischen Gate-Steuerleitung **31** und Bezugspotentialleitung **32** geschaltet, dessen Gate-Anschluss mit dem Kollektor eines Transistors **83** verbunden ist, dessen Emitter wiederum auf dem Bezugspotential **32** liegt. Der Basisanschluss ist mit einem Spannungsteiler **84**, **85** zwischen Gate-Steuerleitung **31** und Bezugspotentialleitung **32** verbunden. Schließlich ist ein Widerstand **86** zwischen Leitung **31** und Gate-Anschluss des MOSFET **87** geschaltet. Vom Kollektoranschluss des Transistors **83** ist ein Kondensator **88** mit der Mitkopplungswicklung **22** verbunden.

[0070] Bei hohen Gate-Spannungen des MOSFET **1** wird der Transistor **83** über den Spannungsteiler **84**, **85** vollständig durchgesteuert. Sein Kollektorpotential und somit auch das Gate-Potential des MOSFET **87** liegen daher nahe beim Bezugspotential **32** und der MOSFET **87** ist somit gesperrt.

[0071] Die Gate-Kapazität **3** des MOSFET **1** sowie der Kondensator **8** werden über die hochohmigen Widerstände **84**, **85** sowie **86** langsam entladen. Unterschreitet die Gate-Spannung vom MOSFET **1** einen Mindestwert, so beginnt Transistor **83** zu sperren und die Gate-Spannung des MOSFET **87** steigt an. Wird dessen Schwellenspannung von z.B. ca. 1 ... 2 V bei einem Kleinsignal-MOSFET **87** erreicht, so wird seine Drain-Source-Strecke niederohmig und die Gate-Kapazität **3** bzw. der Kondensator **8** werden

schnell entladen. Dadurch sinkt der Basisstrom für den Transistor **83** weiter und es setzt ein Kippvorgang ein. Dieser Kippvorgang wird dadurch unterstützt, dass ab einer bestimmten Drain-Source-Spannung des MOSFET **1** die Versorgungs- bzw. Ladeschaltung **50** wie oben beschrieben anläuft. Dabei steigt im ersten Taktabschnitt die Spannung an der Mitkopplungswicklung **22** auf positive Werte an. Dieser Anstieg überträgt sich über den Koppelkondensator **88** auf das Gate des MOSFET **87**, wodurch der Mitkopplungsvorgang nochmals verstärkt wird und die Gate-Kapazität **3** bzw. der Kondensator **8** vollständig entladen werden. Hierdurch wird auch der MOSFET **1** sehr schnell vollständig gesperrt.

[0072] Aufgrund der zusätzlichen Mitkopplung über den Kondensator **88** kann der in [Fig. 6](#) gezeigte Mitkopplungszweig über den Transistor **26** und den Vorwiderstand **27** entfallen.

[0073] In der zweiten Phase des Ladetaktes wird der MOSFET **87** über den mit dem Kondensator **88** übertragenen negativen Spannungssprung an der Mitkopplungswicklung **22** vollständig gesperrt, so dass die Gate-Kapazität **3** bzw. der Kondensator **8** wieder geladen werden können.

[0074] Die beschriebenen Schaltungen können selbstverständlich alle mit komplementären Halbleitertypen aufgebaut werden.

[0075] Neben der Funktion als verlustarmes Bypass-Element kann der MOSFET **1** als Zusatzfunktion auch ein Kurzschließen der Solargeneratorspannung bei der Installation, im Falle einer Inspektion oder im Brandfall übernehmen. Hierzu werden beispielsweise über eine Steuerleitung die Gate-Anschlüsse aller MOSFET innerhalb eines Solargenerators mit einer Steuerspannung beaufschlagt, so dass die Spannung eines jeden einzelnen Moduls kurzgeschlossen wird. Hierdurch ist eine gefahrlose Berührung der spannungsführenden Teile und Leitungen des Solargenerators möglich.

Patentansprüche

1. Schutzschalteinrichtung für ein Solarmodul, bei dem eine Mehrzahl von zum Teil im Normalbetrieb und zur selben Zeit zum Teil im Abschattungsfall arbeitenden Solarzellen in Reihe geschaltet sind, mit mindestens einem steuerbaren elektrischen, als Bypasselement dienenden Schaltelement (**1**), dessen Schaltstrecke parallel zu der Mehrzahl von Solarzellen anschließbar ist, mit einer Versorgungsschaltung (**50**) zum Bereitstellen einer Steuerspannung zur Ansteuerung der Steuerelektrode des Bypasselements (**1**) und mit einer Trennschaltung (**40**) zum Spalten der über die Schaltstrecke des Bypasselements im Normalbetrieb liegenden Spannung zu der Versorgungsschaltung (**50**) und zum Durchschalten der

über die Schaltstrecke im Abschattungsfall mindestens einer Solarzelle liegenden Spannung zu der Versorgungsschaltung (**50**).

2. Schutzschalteinrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Versorgungsschaltung als Ladeschaltung (**50**) für einen Energiespeicher (**3, 8, 60**) ausgebildet ist, die eine Umsetzung der im Abschattungsfall zur Verfügung stehenden Spannung in eine zur Ansteuerung des steuerbaren Bypasselements höhere Spannung vornimmt.

3. Schutzschalteinrichtung nach Anspruch 1 oder Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass das steuerbare Bypasselement (**1**) als MOS-Feldeffekttransistor ausgebildet ist.

4. Schutzschalteinrichtung nach Anspruch 2 oder Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass der Energiespeicher als Kondensator (**8**) und/oder als die dem steuerbaren Bypasselement (**1**) inhärente Kapazität (**3**) ausgebildet ist.

5. Schutzschalteinrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Trennschaltung (**40**) als Feldeffekttransistor, vorzugsweise als J-FET oder als MOSFET ausgebildet ist.

6. Schutzschalteinrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Trennschaltung als invers betriebener Bipolartransistor ausgebildet ist.

7. Schutzschalteinrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass eine Zeitgeberschaltung (**80**) vorgesehen ist, die einen Zeitzyklus vorgibt, während dessen das steuerbare Bypasselement (**1**) über einen ersten Zeitbereich vollständig durchgeschaltet ist und einen zweiten Zeitbereich vollständig gesperrt ist, wobei im zweiten Zeitbereich der Energiespeicher (**3, 8, 60**) geladen wird.

8. Schutzschalteinrichtung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass der Zeitzyklus einen dritten, zwischen dem ersten und dem zweiten Zeitbereich liegenden Zeitbereich aufweist, bei dem das steuerbare Bypasselement (**1**) im linearen Zustand betrieben wird.

9. Schutzschalteinrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass die Versorgungs- oder Ladeschaltung (**50**) eine Regelschaltung (**24**) aufweist, mit der das steuerbare Bypasselement ständig im linearen Zustand betreibbar ist.

10. Schutzschalteinrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet, dass die

Versorgungs- oder Ladeschaltung (50) zur Erzeugung der zur Aussteuerung des steuerbaren Bypass-elements (1) benötigten Spannung einen Transformator oder mindestens eine Spule oder mindestens einen Kondensator zur Zwischenspeicherung von Energie für die Hochsetzung der im Abschaltungsfall zur Verfügung stehenden Spannung aufweist.

11. Schutzschalteinrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 10, dadurch gekennzeichnet, dass die Versorgungsschaltung (50) einen Transformator (20) mit einer Mitkopplungswicklung (22) und ein erstes elektronisches Schaltelement (24) aufweist, wobei Schaltelement und Transformator (20) ähnlich einem Sperrschwinger einen Kippvorgang ausüben, bei dem die im Transformator (20) gespeicherte Energie in den Energiespeichern (3, 8, 60) übertragen wird.

12. Schutzschalteinrichtung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass das erste elektronische Schaltelement (24) invers betrieben wird und gleichzeitig die Trennschaltung (40) bildet.

13. Schutzschalteinrichtung nach Anspruch 11 oder Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass eine zusätzliche Ausgangswicklung (21') ähnliche einem Spartransformator mit der Primärwicklung (21) in Reihe geschaltet ist.

14. Schutzschalteinrichtung nach einem der Ansprüche 11 bis 13, dadurch gekennzeichnet, dass die Schaltstrecke des ersten Schaltelementes (24) mit der Primärwicklung (21) in Reihe liegt und die Mitkopplungswicklung (22) mit der Steuerelektrode des ersten Schaltelementes (24) verbunden ist.

15. Schutzschalteinrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 14, dadurch gekennzeichnet, dass die Steuerelektrode des steuerbaren Bypasselementes (1) mit einer ersten Entladeschaltung (81) verbunden ist, wobei die Zeitkonstante der ersten Entladeschaltung so gewählt ist, dass das Verhältnis der Zeit des Leitens des Bypasselementes (1) zu der des Nicht-Leitens groß ist, vorzugsweise > 5.

16. Schutzschalteinrichtung nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, dass die erste Entladeschaltung einen zur inhärenten Kapazität (3) des Bypasselementes (1) und ggf. zu einem parallel zu ihr geschalteten Kondensator (8) parallel geschalteten Widerstand (81) aufweist.

17. Schutzschalteinrichtung nach einem der Ansprüche 11 bis 16, dadurch gekennzeichnet, dass die Versorgungsschaltung (50) eine Schnellentladeschaltung (26) aufweist, die bei Einsetzen des Kippvorgangs die inhärente Kapazität (3) und ggf. den parallel geschalteten Zusatzkondensator (8) schnell entlädt.

18. Schutzschalteinrichtung nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, dass die Schnellentladeschaltung ein zweites elektronisches Schaltelement (26) aufweist, dessen Steuerelektrode mit der Mitkopplungswicklung verbunden ist und dessen Schaltstrecke ausgehend von dem Anschluss der Steuerelektrode des Bypassschaltelementes (1) parallel zur Schaltstrecke des ersten elektronischen Schaltelementes (24) oder in Reihe mit demselben liegt.

19. Schutzschalteinrichtung nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, dass die erste Entladeschaltung (80") als nicht-linear wirkende aktive Entladeschaltung ausgebildet ist, die oberhalb einer Schwellenspannung hochohmig und unterhalb der Schwellenspannung niederohmig ist, wobei die Schwellenspannung durch die für die vollständige Durchsteuerung des Bypassschaltelementes (1) benötigte Spannung an seiner Steuerelektrode bestimmt ist.

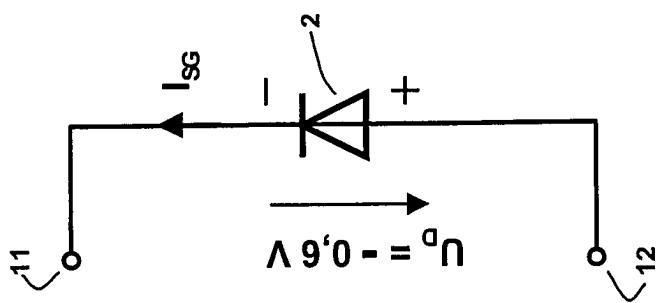
20. Schutzschalteinrichtung nach Anspruch 19, dadurch gekennzeichnet, dass die erste Entladeschaltung (80") als Schmitt-Trigger-Schaltung ausgebildet ist.

21. Schutzschalteinrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 20, dadurch gekennzeichnet, dass dem steuerbaren Bypassschaltelement eine Schutzschaltung (30) gegenüber Spannung sowie gegenüber ungewolltes Einschalten zugeordnet ist.

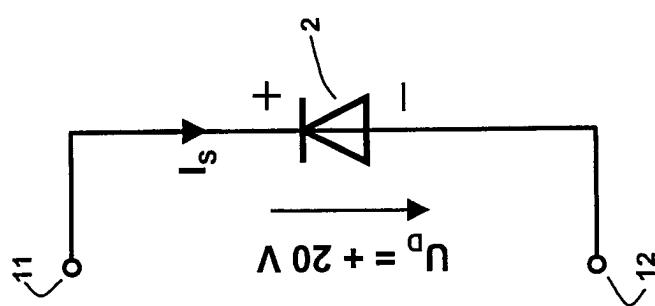
22. Schutzschalteinrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 21, dadurch gekennzeichnet, dass zum Kurzschließen des Solarmoduls zum Zwecke der Inspektion oder im Brandfalle die Steuerelektroden der Bypasselemente auf eine solche Spannung gelegt wird, dass die Bypasselemente leitend geschaltet werden.

Es folgen 6 Blatt Zeichnungen

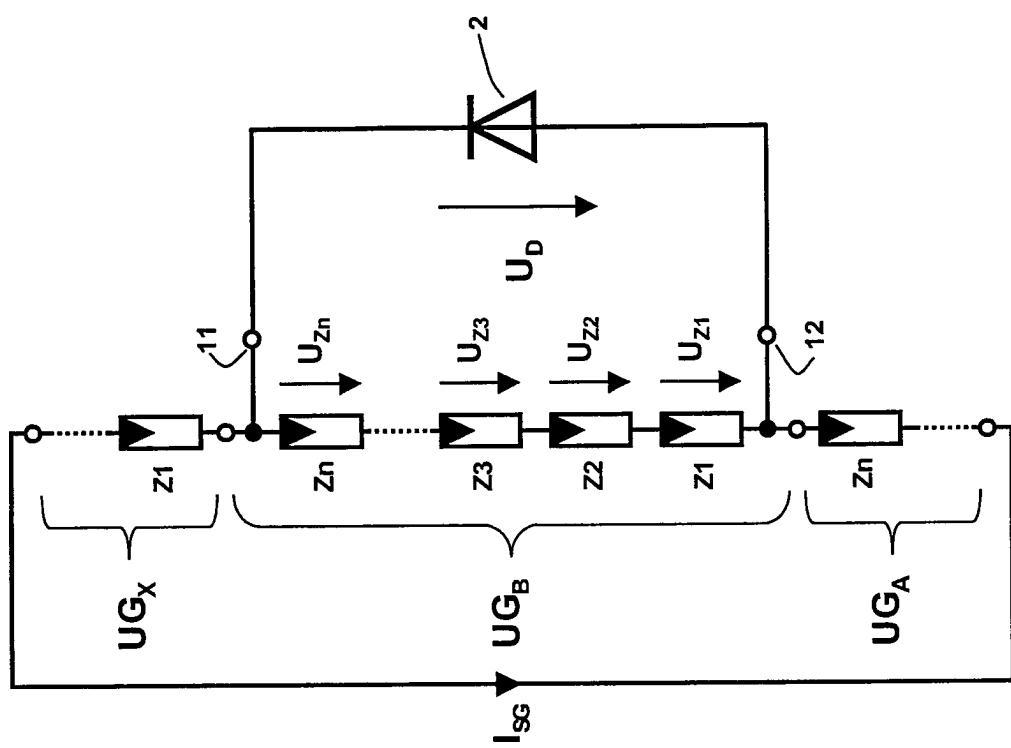
Anhängende Zeichnungen



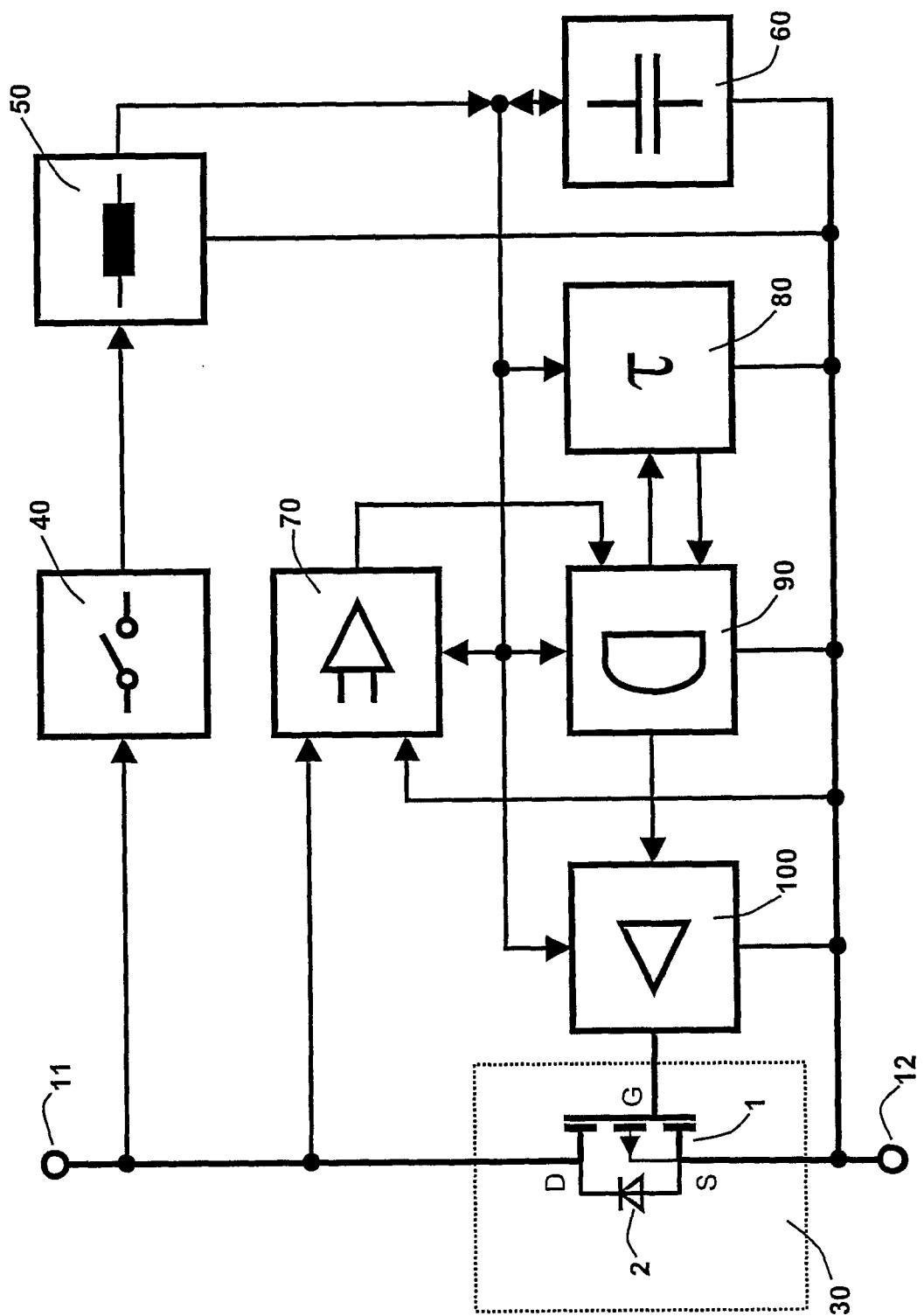
Figur 1c



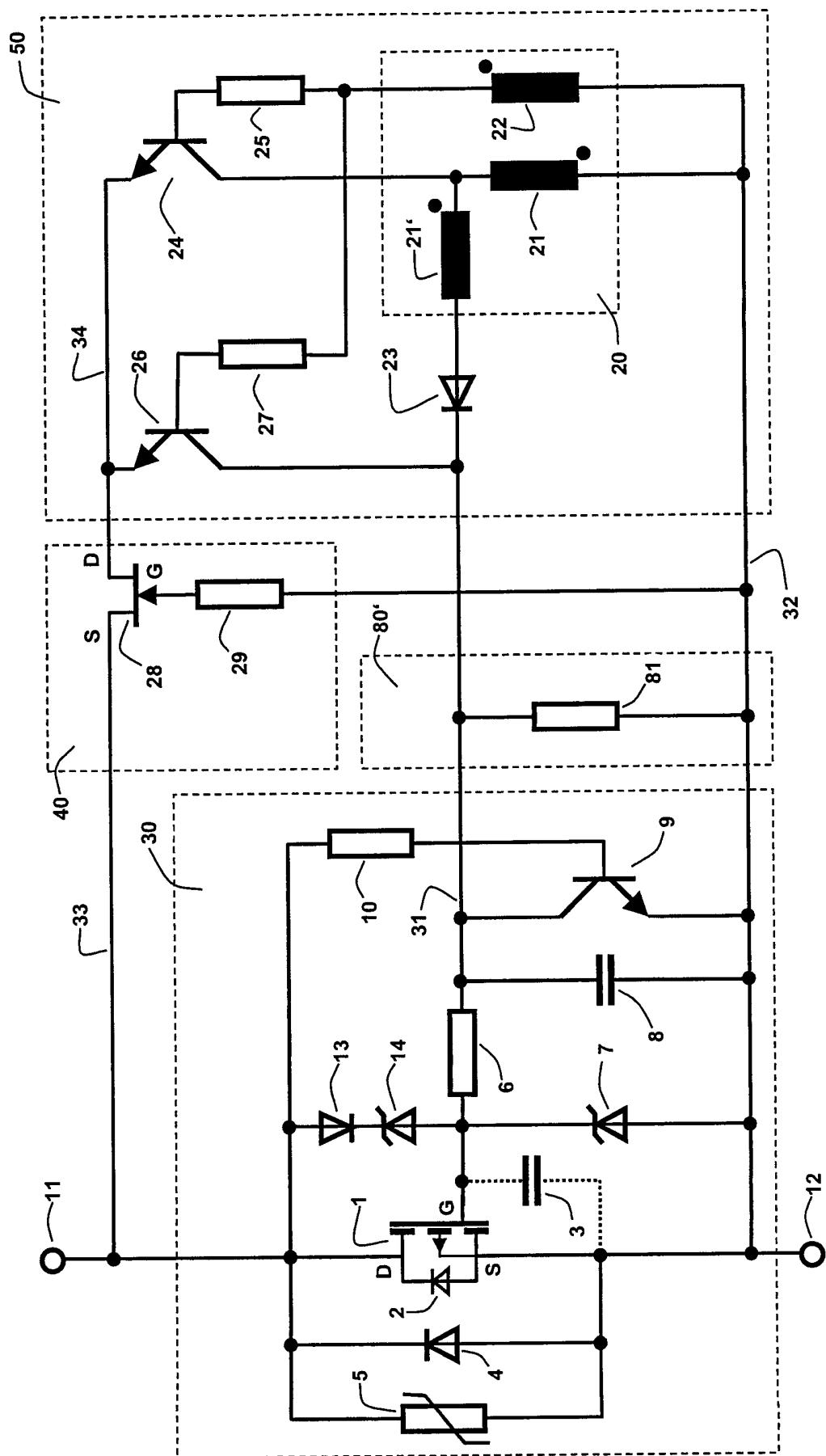
Figur 1b



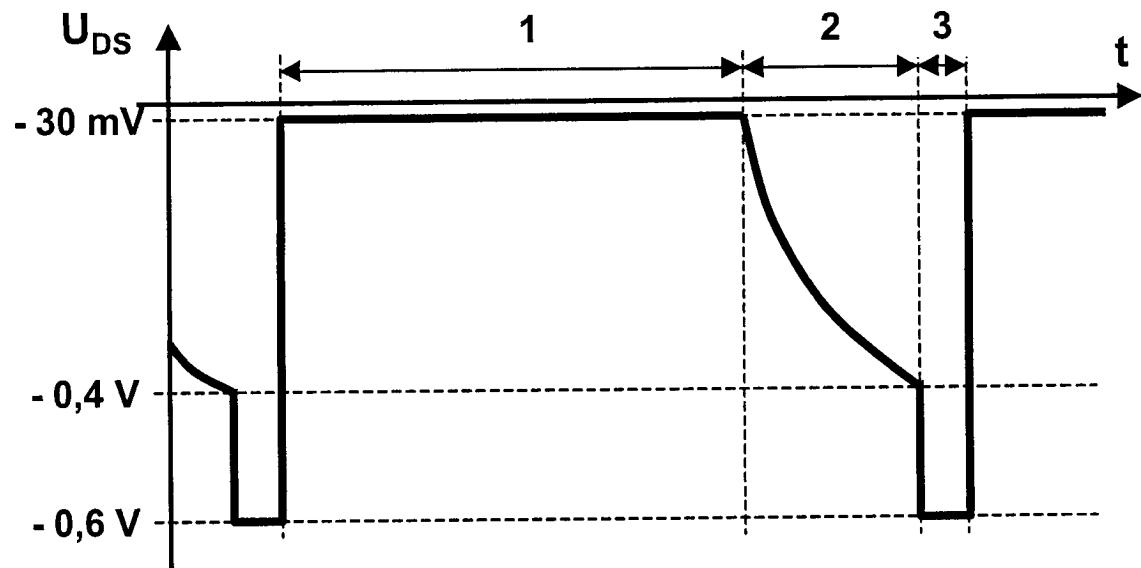
Figur 1a



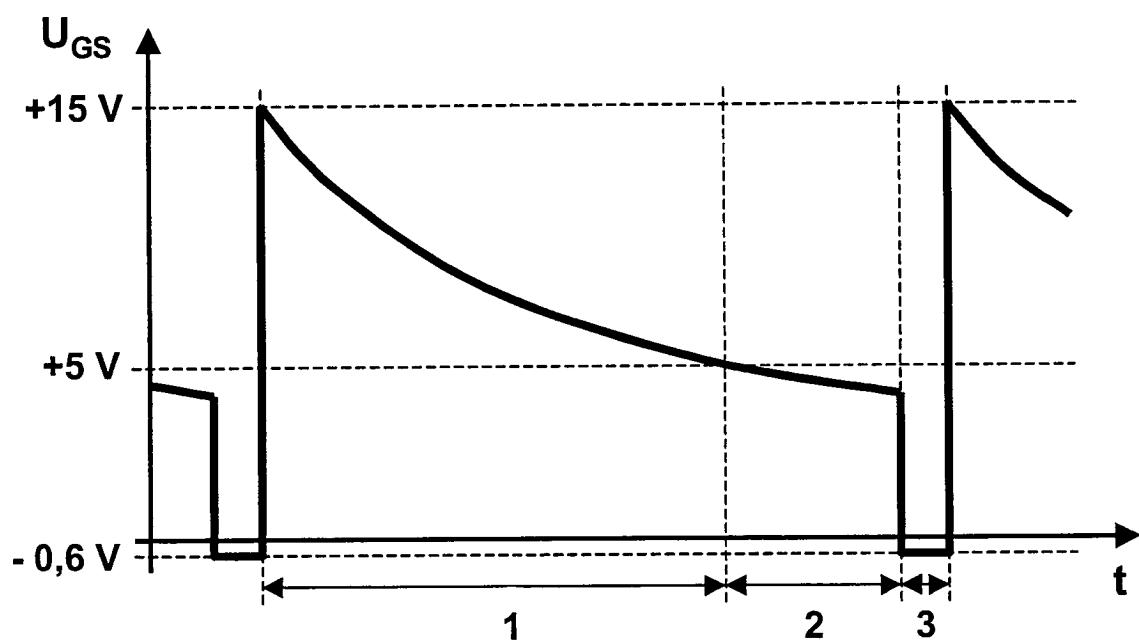
Figur 2



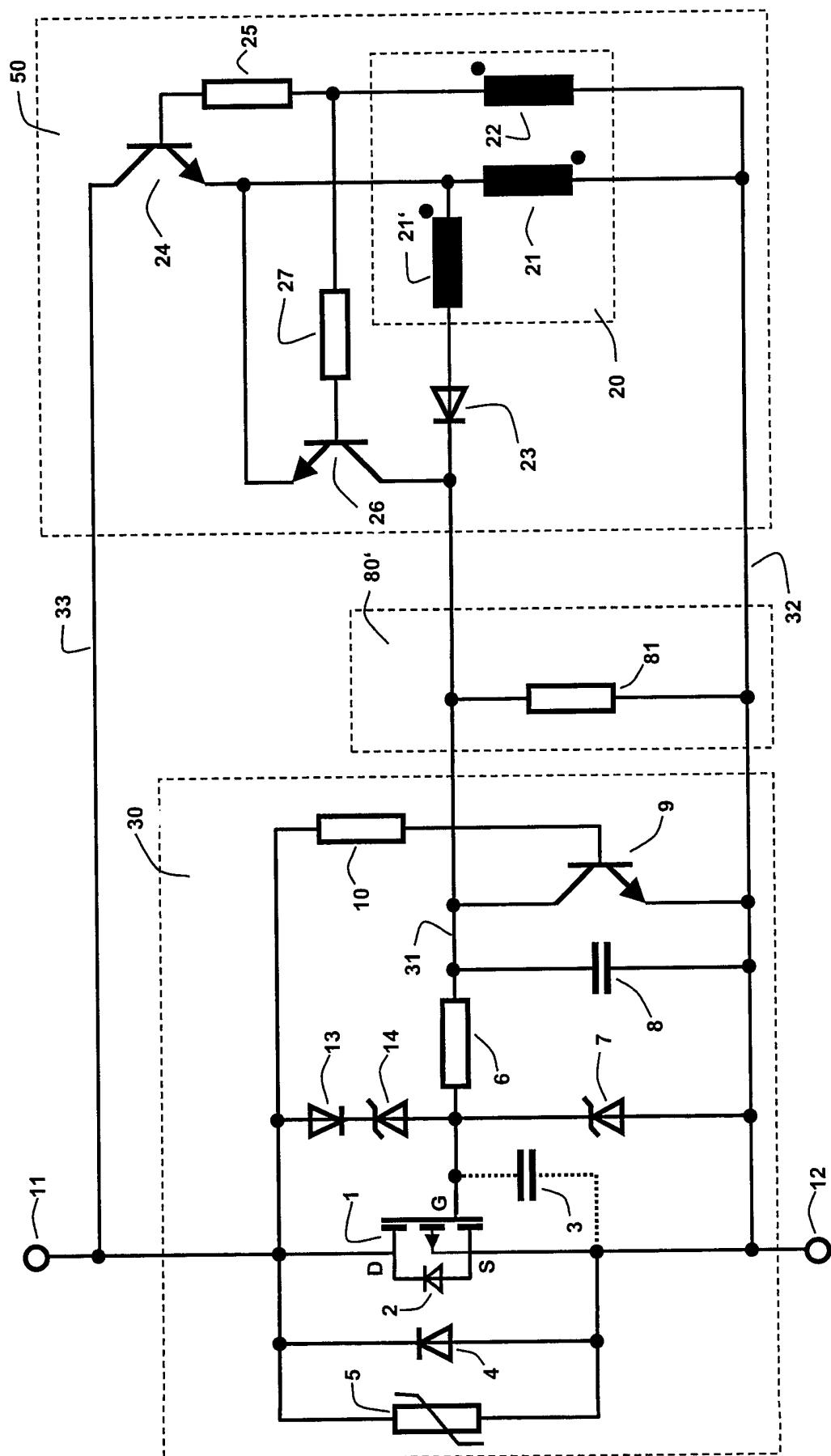
Figur 3



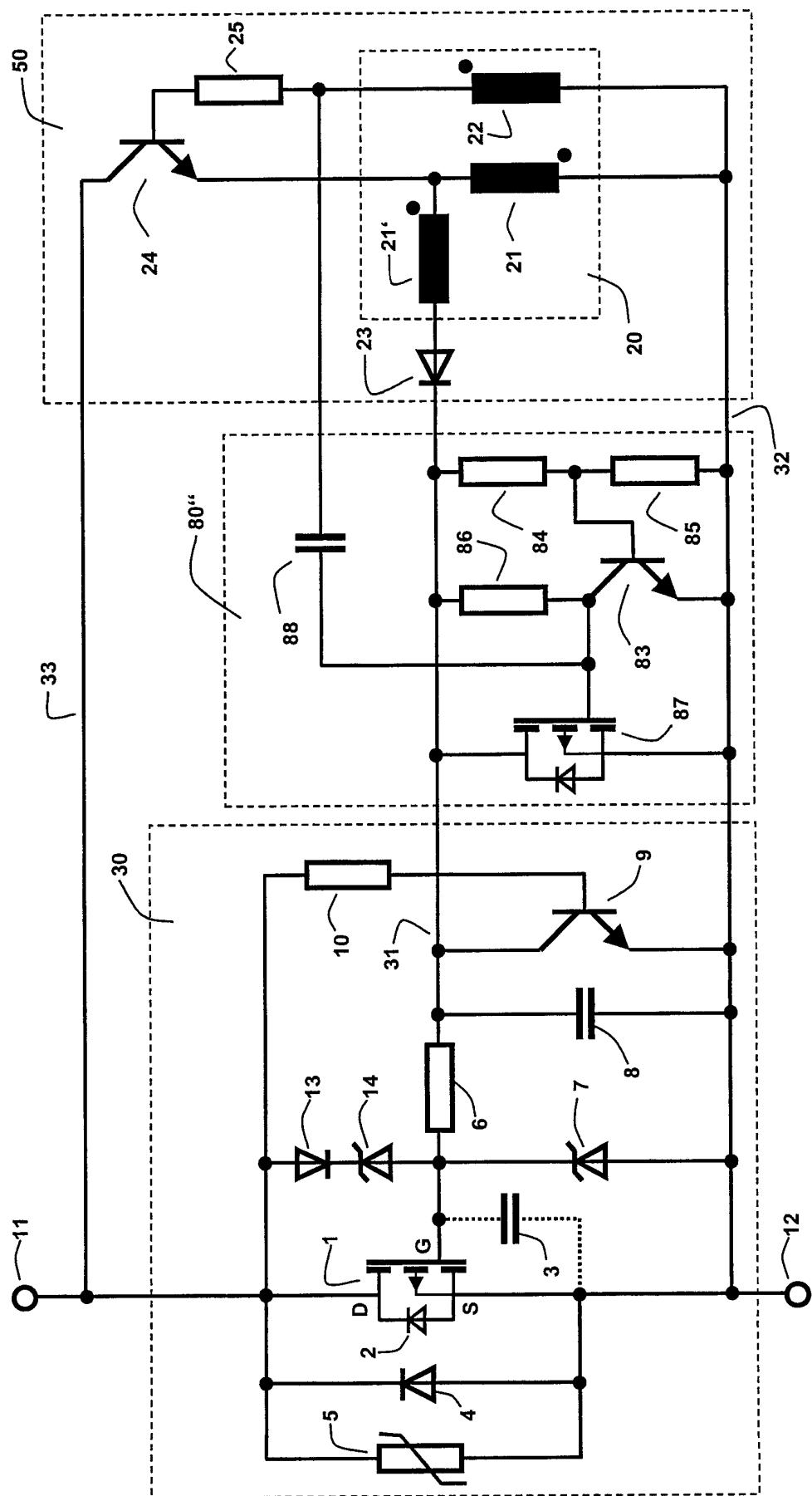
Figur 4



Figur 5



Figur 6



Figur 7