



(10) **DE 10 2007 019 524 B4** 2020.12.31

(12) **Patentschrift**

(21) Aktenzeichen: **10 2007 019 524.0**
(22) Anmeldetag: **25.04.2007**
(43) Offenlegungstag: **10.04.2008**
(45) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: **31.12.2020**

(51) Int Cl.: **H02M 1/34 (2007.01)**
H02M 1/32 (2007.01)

Innerhalb von neun 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. 1 Patentkostengesetz).

(30) Unionspriorität:
2006-258329 25.09.2006 JP

(73) Patentinhaber:
Mitsubishi Electric Corp., Tokyo, JP

(74) Vertreter:
**Prüfer & Partner mbB Patentanwälte
Rechtsanwälte, 81479 München, DE**

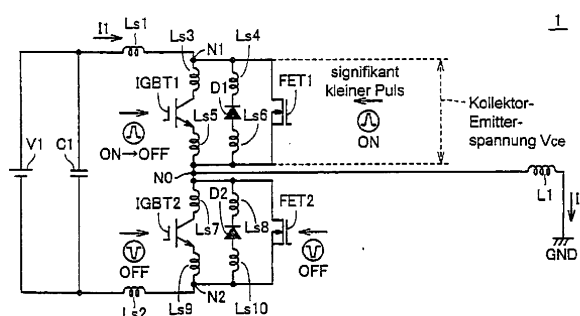
(72) Erfinder:
Omaru, Takeshi, Tokyo, JP

(56) Ermittelter Stand der Technik:

US	5 262 932	A
JP	H05- 276 650	A
JP	2006- 042 410	A
JP	H10- 209 832	A
JP	2002- 135 973	A
JP	2005- 295 653	A
JP	H01- 280 355	A
JP	H04- 354 156	A
JP	H07- 288 456	A
JP	2000- 92 817	A
JP	2000- 324 797	A

(54) Bezeichnung: **Halbleitervorrichtung, die einen Spannungsstoß verringert oder verhindert**

(57) Hauptanspruch: Halbleitervorrichtung mit einer Halbbrückenschaltung (1), die ein erstes Halbleiterschaltelement (IGBT1) und ein zweites Halbleiterschaltelement (IGBT2) enthält, wobei das erste Halbleiterschaltelement zwischen einer ersten Spannung (V1) und einem Ausgangsknoten (NO) angeordnet ist und als Reaktion auf ein erstes empfangenes Steuersignal betrieben wird und das zweite Halbleiterschaltelement zwischen dem Ausgangsknoten und einer zweiten Spannung, die niedriger als die erste Spannung ist, zu dem ersten Halbleiterschaltelement in Reihe geschaltet ist und als Reaktion auf ein zweites empfangenes Steuersignal betrieben wird; und einem ersten MOS-Transistor (FET1), der dem ersten Halbleiterschaltelement zugeordnet und zu dem ersten Halbleiterschaltelement parallel geschaltet ist und ein drittes Steuersignal zum Ein- und Ausschalten empfängt, wobei der erste MOS-Transistor als Reaktion auf das dritte Steuersignal, bei dem es sich um einen kleinen Impuls handelt, temporär eingeschaltet wird während einer Zeitspanne, in der das eingeschaltete erste Halbleiterschaltelement als Reaktion auf das erste Steuersignal zum Ausschalten übergeht, wobei die Zeitspanne beginnt, wenn der durch das erste Halbleiterschaltelement (IGBT1) fließende Strom (I1) abzunehmen beginnt, und endet, wenn der Strom im Wesentlichen auf Null abgenommen hat, und einer Signalerzeugungsschaltung, die eine vorbestimmte Stoßspannung erfasst, die erzeugt wird, wenn das eingeschaltete erste Halbleiterschaltelement ...



Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf das Schützen eines Leistungshalbleiterelements vor Überspannung.

[0002] Um eine elektrische Leistung wirkungsvoll zu nutzen, wird im allgemeinen eine Leistungsumwandlungsvorrichtung verwendet, die ein Leistungshalbleiterelement enthält, und eine Leistungselektronikvorrichtung, die eine Leistungsumwandlungsvorrichtung zum Treiben eines Motors enthält, enthält beispielsweise eine Wechselrichtervorrichtung und dergleichen.

[0003] Diese Wechselrichtervorrichtung enthält ein Leistungshalbleiterelement, und in den letzten Jahren wurde dieses Halbleiterelement im allgemeinen durch einen Bipolartransistor mit isoliertem Gate (IGBT = Insulated Gate Bipolar Transistor) verwirklicht.

[0004] Das Leistungshalbleiterelement bzw. der IGBT wird in einem Verfahren als Schaltelement verwendet, um einen Strom schnell zu schalten, um eine höhere Spannung und einen größeren Strom zu steuern. Wenn bei solchen Vorrichtungen wie der Wechselrichtervorrichtung das Halbleiterelement schaltet, weist der Strom eine beträchtliche Schwankung auf, die im folgenden in einem Grad als Stromgradient dI/dt dargestellt wird, und ein großer Spannungsstoß, der einer Pufferinduktivität einer Schaltung zuzurechnen ist, wird an das Halbleiterelement angelegt.

[0005] Wenn dieser Spannungsstoß bewirkt, dass ein Strom/Spannungs-Ort beim Schalten den sicheren Betriebsbereich (SOA = Safe Operation Area) des Halbleiterelements überschreitet, wird das Element zerstört.

[0006] Dementsprechend wurden verschiedene Systeme vorgeschlagen, die eine solche Zerstörung eines Elements, die durch einen Spannungsstoß bewirkt wird, verringern oder verhindern, wie sie beispielsweise in den Japanischen Patentoffenlegungsschriften JP H04- 354 156 A, JP 2000- 324 797 A, JP H01- 280 355 A, JP H07- 288 456 A, JP 2002- 135 973 A, JP 2005- 295 653 A und JP 2006- 042 410 A beschrieben sind.

[0007] Wie oben beschrieben wurde steigt ein Spannungsstoß in Abhängigkeit von dem Stromgradienten dI/dt , der geliefert wird, wenn das Halbleiterelement schaltet. Dementsprechend kann der Spannungsstoß verringert werden, wenn ein Strom langsam unterbrochen wird. Das ist jedoch ein Kompromiss mit erhöhtem Schaltverlust.

[0008] JP H10-209 832 A beschreibt eine Halbleiterschaltvorrichtung mit einem Halbleiterschaltelement,

dem ein Feldeffekttransistor parallel geschaltet ist. Bei einem Ausschalten des Halbleiterschaltelements wird der Feldeffekttransistor durch ein Steuersignal eingeschaltet, dass durch parasitäre, sich innerhalb des Halbleiters abspielende Effekte erzeugt wird.

[0009] US 5 262 932 A beschreibt eine Gleichstromversorgung, die einen Wechselrichter mit zwei Halbbrücken enthält, in denen Paare von MOSFETS vorgesehen sind, die als Schaltelemente verwendet werden. Ein Ausgangstransformator und ein Gleichrichter sind an Ausgangsklemmen angeschlossen. Ein Rückkopplungspfad enthält Schaltsteuermittel, separate primäre und sekundäre Antriebsmittel, die Antriebsimpulse an die Schaltmittel im Wechselrichter liefern. Die sekundäre Antriebseinrichtung verstärkt den Impulsausgang der primären Antriebseinrichtung, um die Schaltgeschwindigkeit des Umrichters zu verbessern. Die Stromerfassung wird durch einen Transformator gewährleistet, der mit der Schaltung verbunden ist. Die primären und sekundären Steuermittel erhalten Impulse von einem Impulsbreitenmodulator, dessen Ausgang durch Transformatoren isoliert ist. In einer Modifikation enthält ein Leistungswandler in Form einer Gleichstromversorgung parallele MOSFET- und IGBT-Schalterpaare in jedem Zweig einer Vollwellenbrückenkonfiguration.

[0010] JP H05- 276 605 A beschreibt eine Snubber-Schaltung zum Schutz eines Halbleiterschaltlements. Zur Reduzierung der Verlustleistung der Snubber-Schaltung ist eine Reihenschaltung aus einem Widerstand und einem FET parallel zu einem Kondensator zur Absorption der an ein Halbleiterschaltlement anzulegenden Stoßspannung geschaltet. Die Spannung über dem Kondensator wird durch eine Spannungsdetektorschaltung erfasst, und zu einem Zeitpunkt, an dem die Spannung eine erste vorgegebene Spannung erreicht, wird der FET eingeschaltet, um den Kondensator über den Widerstand zu entladen. Zu einem Zeitpunkt, an dem die Spannung auf eine zweite vorgegebene Spannung abfällt, wird der FET abgeschaltet, um die Entladung des Kondensators zu stoppen.

[0011] Die vorliegende Erfindung wurde durchgeführt, um die obigen Nachteile zu überwinden, und sie betrachtet eine Halbleitervorrichtung, die in der Lage ist, eine solche Zerstörung eines Elements, die einer übermäßig großen Stoßspannung zuzuordnen ist, und einen Schaltverlust zu verringern oder zu verhindern.

[0012] Die Aufgabe wird gelöst durch eine Halbleitervorrichtung gemäß Anspruch 1.

[0013] Während bei dieser Halbleitervorrichtung ein eingeschaltetes erstes Halbleiterschaltlement zum Ausschalten übergeht, kann ein erster MOS-Transistor temporär eingeschaltet werden, um einen Strom,

der durch das erste Halbleiterschaltetelement fließt, über den ersten MOS-Transistor nebenschiessen.

[0014] Das kann einen verringerten Stromgradienten des durch das erste Halbleiterschaltetelement fließenden Stroms liefern und somit einen Spannungstoß verringern oder verhindern.

[0015] Die Aufgabe wird ebenfalls gelöst durch Halbleitervorrichtung gemäß Anspruch 2.

[0016] Während in dieser Halbleitervorrichtung ein ausgeschaltetes erstes Halbleiterschaltetelement zum Einschalten übergehen, kann ein erster MOS-Transistor temporär eingeschaltet werden, um einen Rückstellstrom, der abhängig von einem Strom bewirkt wird, der fließt, wenn das erste Halbleiterschaltetelement einschaltet über den ersten MOS-Transistor nebenschiessen. Das kann einen verringerten Stromgradienten des Rückstellstroms liefern und somit einen Spannungstoß verringern oder verhindern.

[0017] Weiterbildungen der Erfindung sind jeweils in den Unteransprüchen angegeben.

[0018] Weitere Merkmale und Zweckmäßigkeiten der Erfindung ergeben sich aus der Beschreibung von Ausführungsbeispielen anhand der beigefügten Zeichnungen.

Fig. 1 zeigt einen Aufbau einer Schaltung einer Wechselrichtervorrichtung gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung.

Fig. 2 ist ein Diagramm zum Erläutern der Verringerung oder Verhindern eines Spannungstoßes, der bewirkt wird, wenn ein eingeschalteter Bipolartransistor mit isoliertem Gate ausgeschaltet wird.

Fig. 3 zeigt einen Aufbau einer Schaltung einer Wechselrichtervorrichtung gemäß einem Beispiel einer Abwandlung der ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung.

Fig. 4 zeigt einen Aufbau einer Schaltung einer Wechselrichtervorrichtung gemäß einer zweiten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung.

Fig. 5 ist ein Diagramm zum Erläutern der Verringerung oder Verhindern eines Spannungstoßes, der bewirkt wird, wenn ein ausgeschalteter Bipolartransistor mit isoliertem Gate eingeschaltet wird.

Fig. 6 zeigt einen Aufbau einer Schaltung einer Wechselrichtervorrichtung gemäß einem Beispiel einer Abwandlung der zweiten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung.

[0019] Im folgenden werden Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung mit Bezug auf die Zeichnungen

genauer beschrieben. In den Figuren sind identische oder entsprechende Bestandteile identisch bezeichnet und werden nicht wiederholt beschrieben.

[0020] Zunächst wird als Beispiel für eine Wechselrichtervorrichtung 1 gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ein System beschrieben, dass einen Spannungstoß bei einer Halbbrückenschaltung verringert oder verhindert, die einen Gleichstrom in einen Wechselstrom umwandelt.

[0021] Mit Bezug auf **Fig. 1** enthält die Halbbrückenschaltung Bipolartransistoren mit isoliertem Gate (IGBT = Insulated Gate Bipolar Transistor) 1 und 2, die in Reihe an eine Leistungsversorgung **V1** angeschlossen sind zum Liefern eines Stroms **I1** an eine Last aus einer Spule **L1**, die mit einem Knoten **NO** verbunden ist. Ein Kondensator **C1** ist eine Leistungsversorgungskapazität. Der Kollektor des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 ist über eine Elektrodenverbindungsinduktivität **Ls3** an einem positiven Knoten **N1** mit der Leistungsversorgung **V1** verbunden, und sein Emitter ist über eine Elektrodenverbindungsinduktivität **Ls5** mit dem Knoten **NO** verbunden. Der Kollektor des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT2 ist über eine Elektrodenverbindungsinduktivität **Ls7** mit dem Knoten **N0** verbunden, und sein Emitter ist über eine Elektrodenverbindungsinduktivität **Ls9** an einem negativen Knoten **N2** mit der Leistungsversorgung **V1** verbunden.

[0022] Weiter sind in Entsprechung zu dem Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 parallel dazu eine Diode **D1** und ein MOS-Transistor FET1 bereitgestellt (auch als oberer Zweig bezeichnet). Genauer gesagt ist eine Kathodenseite der Diode **D1** über eine Elektrodenverbindungsinduktivität **Ls4** mit dem Knoten **N1** verbunden, und ihre Anodenseite ist über eine Elektrodenverbindungsinduktivität **Ls6** mit dem Knoten **N0** verbunden. Der MOS-Transistor FET1 ist zwischen den Knoten **N1** und **NO** parallel zu der Diode **D1** bereitgestellt, und sein Gate empfängt ein Pulssignal, wie später beschrieben wird.

[0023] Weiter sind in Entsprechung zu dem Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT2 parallel dazu eine Diode **D2** und ein MOS-Transistor FET2 bereitgestellt (auch als unterer Zweig bezeichnet). Genauer gesagt ist eine Kathodenseite der Diode **D2** über eine Elektrodenverbindungsinduktivität **Ls8** mit dem Knoten **NO** verbunden, und ihre Anodenseite ist über eine Elektrodenverbindungsinduktivität **Ls10** mit dem Knoten **N2** verbunden. Der MOS-Transistor FET2 ist zwischen den Knoten **N0** und **N2** parallel zu der Diode **D2** bereitgestellt, und sein Gate empfängt ein Pulssignal, wie später beschrieben wird.

[0024] Eine Elektrodenverbindungsinduktivität **Ls1** ist zwischen der Leistungsversorgung **V1** und dem

Knoten **N1** bereitgestellt. Eine Elektrodenverbindungsinduktivität **Ls2** ist zwischen einer Massespannung GND und dem Knoten **N2** bereitgestellt.

[0025] Es sei angemerkt, dass die Elektrodenverbindungsinduktivitäten **Ls1** und **Ls2** einen größeren Wert aufweisen als die Elektrodenverbindungsinduktivitäten **Ls3-Ls10**. In der vorliegenden Ausführungsform ist die Summe der Elektrodenverbindungsinduktivitäten **Ls1** und **Ls2** zum Zweck der Veranschaulichung beispielsweise so eingestellt, dass sie einen Induktivitätswert von etwa der Gesamtheit der Elektrodenverbindungsinduktivitäten **Ls3-Ls10** aufweist.

[0026] Der Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 wird durch einen Schaltvorgang gesteuert, um einer Last bzw. der Spule **L1** einen gewünschten Strom zuzuführen. Der Schaltvorgang ist eine typische Technik und wird hier nicht beschrieben.

[0027] **Fig. 2** ist ein Diagramm zum Erläutern des Verringerns oder des Verhinderns eines Spannungsstoßes, der bewirkt wird, wenn ein eingeschalteter Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 ausgeschaltet wird.

[0028] Mit Bezug auf **Fig. 2** beginnt der eingeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate zum Zeitpunkt **t1** den Übergang zum Ausschalten. Genauer gesagt wird der Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 auf ausgeschaltet eingestellt und hat eine Spannung **V1** zwischen dem Kollektor und dem Emitter eingestellt, wenn der Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 zwischen dem Kollektor und einem Emitter einen Spannungsstoß aufweist, der proportional zu dem Stromgradienten di/dt bewirkt wird, der beim Unterbrechen des Stroms **I1** geliefert wird, der beim Schalten durch die Spule **L1** und die interne Elektrodenverbindungsinduktivität zu der Wechselrichtervorrichtung fließt. In der vorliegenden Ausführungsform wird zum Zeitpunkt **t2** ein Spannungsstoß bewirkt, der die Spannung **V1** überschreitet. Es sei angemerkt, dass ein Spannungsstoß zum Zweck der Veranschaulichung eine Spannung zwischen der Spannung **V1** und einer Spitzenstoßspannung bezeichnet.

[0029] In der vorliegenden Ausführungsform wird der MOS-Transistor FET1 zeitweise eingeschaltet innerhalb einer Zeitspanne, in der der Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 zum Ausschalten übergeht (diese Zeitspanne wird auch als „Ausschaltzeit“ bezeichnet). Der MOS-Transistor FET1 kann beispielsweise temporär eingeschaltet werden durch Anlegen eines signifikant kleinen Pulses an das Gate des MOS-Transistors FET1. Es sei angemerkt, dass die Zeitspanne, in der der eingeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 zum Ausschalten übergeht, auf eine Zeitspanne eingestellt ist, die beginnt, wenn der durch den Bipolartransistor mit isoliertem

Gate IGBT1 fließende Strom abzunehmen beginnt, und die endet, wenn der Strom im wesentlichen auf 0 abgenommen hat (d.h. von dem Zeitpunkt **t2** bis zu dem Zeitpunkt **t3**). Als Beispiel kann ein Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 für eine Zeitspanne von 0,2 μ s bis 3 μ s zum Ausschalten übergehen. Weiter kann der signifikant kleine Puls beispielsweise ein Puls für eine Zeitspanne sein, die auf 50 % der Ausschaltzeit des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 eingestellt ist, d.h. auf 0,1 μ s bis 1,5 μ s.

[0030] Das temporäre Einschalten des MOS-Transistors FET1 innerhalb der Ausschaltzeit (d.h. von dem Zeitpunkt **t2** bis zu dem Zeitpunkt **t3**) des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 erlaubt es, einen Teil des Stroms **I1** über den MOSFET1 nebenschiessen. Das kann einen verringerten scheinbaren Stromgradienten di/dt des Stroms **I1** liefern und dementsprechend einen in dem Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 bewirkten Spannungsstoß verringern oder verhindern.

[0031] In **Fig. 2** ist ein Beispiel gezeigt, bei dem, wenn ein durch den MOS-Transistor FET1 fließender Drainstrom bewirkt wird, der Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 und der MOS-Transistor FET1 einen Strom führen, der mit einem kleineren Gradienten abnimmt im Vergleich zu demjenigen eines Kollektorstroms des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1, der abnimmt, wenn der MOS-Transistor FET1 abwesend ist. Genauer gesagt ermöglicht es das Vorhandensein des MOS-Transistors FET1, dass der Stromgradient di/dt kleiner ist als bei seiner Abwesenheit.

[0032] Bei einem Aufbau wie dem bekannten, bei dem die MOS-Transistoren FET1 und FET2 fehlen, besteht die Möglichkeit eines unzureichend verringerten oder verhinderten Spannungsstoßes und daher eines zerstörten Elements. Das vorliegende System kann den Spannungsstoß hinreichend verringern oder verhindern.

[0033] Weiter arbeitet der Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 an sich in bekannter Weise. Er wird normal ausgeschaltet und schaltet somit ohne einen wesentlich erhöhten Verlust. Auch wenn der MOS-Transistor FET1 eine hohe Spannung empfängt, schaltet der signifikant kleine Puls den MOS-Transistor FET1 lediglich für eine signifikant kurze Zeitspanne ein. Das ermöglicht es, den Strom **I1** durch Leiten eines kleinen Betrags von ihm nebenschiessen und den MOS-Transistor FET1 an sich mit einem minimierten Verlust zu schalten.

[0034] Weiter können die MOS-Transistoren FET1 und 2 so entworfen sein, dass sie einer hohen Spannung widerstehen und einen kleinen Strom führen, um es dem MOS-Transistor FET1 weiter zu ermöglichen

chen, an sich mit einem minimierten Verlust zu schalten.

[0035] Der Entwurf kann beispielsweise so durchgeführt sein, dass die MOS-Transistoren FET1 und 2 einen Strom von 1/10 desjenigen des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 führen. Das ermöglicht es, die MOS-Transistoren FET1 und 2 in ihrer Größe zu verringern und eine Schaltung zu minimieren.

[0036] Es sei angemerkt, dass der MOS-Transistor FET1 ein unipolares Element und daher nicht durch eine Lebensdauer eines Restträgers beeinträchtigt ist. Als solches ist es, wenn es mit dem durch ein Bipolarelement gebildeten Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 verglichen wird, vorteilhaft hervorragend in der Steuerbarkeit des Schaltens. Wenn durch den eingeschalteten MOS-Transistor FET1 ein großer Strom hindurchtritt, besteht die Möglichkeit, dass er einen größeren Schaltverlust aufweist als der Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1. In der Wirklichkeit führt der MOS-Transistor FET1 dagegen lediglich einen kleinen Strom. Somit ist sein Schaltverlust im wesentlichen vernachlässigbar.

[0037] Mit Bezug auf **Fig. 3** stellt die vorliegende Erfindung in einem Beispiel einer Abwandlung der ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung eine Wechselrichtervorrichtung **10** bereit, die sich von der Wechselrichtervorrichtung **1** darin unterscheidet, dass sie eine Signalerzeugungsschaltung enthält, die einen signifikant kleinen Puls erzeugt, der den MOS-Transistor FET1 ansteuert.

[0038] Insbesondere unterscheidet sie sich darin, dass sie weiter einen Einzelpulstriggerpulsgenerator **15**, der einen an das Gate des MOS-Transistors FET1 angelegten signifikant kleinen Puls erzeugt, einen Komparator COMP, eine Zehnerdiode ZD1 sowie Widerstandselemente **R1** und **R2** enthält.

[0039] Eine Kathodenseite der Zehnerdiode ZD1 ist auf einer positiven Seite elektrisch mit der Leistungsverorgung **V1** verbunden, und eine Anodenseite ist über die Widerstandselemente **R1** und **R2** elektrisch mit der Massespannung GND verbunden.

[0040] Die Widerstandselemente **R1** und **R2** sind über einen Knoten, der elektrisch mit einem Anschluss des Komparators COMP verbunden ist, in Reihe zwischen die Zehnerdiode ZD1 und die Massespannung GND geschaltet. Der Komparator COMP empfängt an seinem anderen Anschluss eine Referenzspannung V_{ref1} , vergleicht eine an dem die Widerstandselemente **R1** und **R2** verbindenden Knoten erzeugte Spannung mit der Referenzspannung V_{ref1} und gibt ein Ergebnis eines solchen Vergleichs an den Einzelpulstriggerpulsgenerator **15** aus.

[0041] Wenn der Einzelpulstriggerpulsgenerator **15** das Ergebnis, d.h. ein Signal mit hohem Pegel, von dem Komparator COMP empfängt, gibt er ein Einzelpulssignal (einen signifikant kleinen Puls) an den MOS-Transistor FET1 aus.

[0042] Der obige Betrieb wird nun genauer beschrieben.

[0043] Wenn der eingeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 beginnt, zum Ausschalten überzugehen, weist der Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 wie oben beschrieben einen Spannungsstoß auf, der zwischen den Kollektor und den Emitter bewirkt wird. Dieser Spannungsstoß wird die Zehnerspannung der Zehnerdiode ZD1 überschreiten, die Widerstandselemente **R1** und **R2** werden eine Spannung empfangen, und eine durch die Widerstandselemente **R1** und **R2** entsprechend ihren Widerstandswerten geteilte Spannung wird an dem Knoten erzeugt, der die Widerstandselemente verbindet. Der Komparator COMP vergleicht die so an dem Knoten erzeugte Spannung mit der Referenzspannung V_{ref1} , und wenn eine Spannung größer gleich der Referenzspannung V_{ref1} an dem Knoten erzeugt wird, gibt der Komparator COMP ein Ergebnis dieses Vergleichs, das den hohen Pegel anzeigt, an den Einzelpulstriggerpulsgenerator **15** aus.

[0044] Der Einzelpulstriggerpulsgenerator **15** empfängt von dem Komparator COMP ein Signal des Ergebnisses dieses Vergleichs (das den „hohen“ Pegel anzeigt) und gibt einen signifikant kleinen Puls, der einen hohen Pegel für eine Zeitspanne von 0,1 bis 1, 5 μ s hat, lediglich einmal aus. Der Puls wird an den MOS-Transistor FET1 angelegt, um den MOS-Transistor FET1 während der Ausschaltzeitspanne des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 temporär einzuschalten, um es einem Anteil des Stroms **I1** zu ermöglichen, über den MOS-Transistor FET1 nebengeschlossen zu werden. Dieser Vorgang kann wie in der ersten Ausführungsform beschrieben einen Spannungsstoß verringern oder verhindern.

[0045] Es sei angemerkt, dass der signifikant kleine Puls eine Breite (oder eine Zeitspanne des hohen Pegels) aufweisen kann, der innerhalb der Ausschaltzeitspanne des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 eingestellt ist und der in einem optimalen Bereich entsprechend einer Eigenschaft der Wechselrichtervorrichtung eingestellt sein kann. Die Ausschaltzeitspanne des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 ist beispielsweise auf 0,2 μ s bis 3 μ s eingestellt.

[0046] Im allgemeinen ist ein Spannungsstoßtoleranzwert innerhalb eines Nennspannungsfestigkeitsbereichs eines interessierenden Elements eingestellt. Dementsprechend kann das Einstellen der Zehnerspannung der Zehnerdiode ZD1 auf einen

Wert, der größer gleich der Nennspannungsfestigkeit der Vorrichtung des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 oder der Diode **D1** ist, auch lediglich einen Spannungsstoß verringern oder verhindern, der bewirkt wird, wenn eine große Last beteiligt ist und ein großer Strom unterbrochen wird, so dass der MOS-Transistor FET1 so eingestellt sein kann, dass er nicht arbeitet, wenn eine kleine Last beteiligt ist und ein kleiner Strom unterbrochen wird und kein großer Spannungsstoß erzeugt wird. Das kann verhindern, dass der MOS-Transistor unnötigerweise arbeitet und dementsprechend Wärme erzeugt, sowie ein überflüssiges Schalten und somit Liefern eines erhöhten Verlustes.

[0047] Weiter ist der in der gemäß der ersten Ausführungsform bereitgestellten Signalerzeugungsschaltung enthaltene Einzelpulstriggerpulsgenerator **15** so aufgebaut, dass er nur einmal einen signifikant kleinen Puls abgibt, wenn der Spannungsstoß bewirkt wird; er verwendet kein System, das den MOS-Transistor FET1 eingeschaltet hält, während der Spannungsstoß bewirkt wird. Wenn eine übermäßig großer Spannungsstoß für eine lange Zeitspanne angelegt ist, wird der MOS-Transistor FET1 somit nicht für die lange Zeitspanne eingeschaltet. Somit kann verhindert werden, dass der Transistor andererseits Wärme erzeugt, was zu einer thermischen Zerstörung führt.

[0048] Weiter verwendet die Signalerzeugungsschaltung gemäß der ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ein System, das es dem Komparator COMP erlaubt, eine durch die Widerstandselemente **R1** und **R2** entsprechend ihren Widerstandswerten geteilte Spannung mit einer Referenzspannung V_{ref1} zu vergleichen, um einen Spannungsstoß zu erfassen.

[0049] Dementsprechend können die Widerstandselemente **R1** und **R2** in ihrem Widerstandswert eingestellt werden, oder die Referenzspannung V_{ref1} kann eingestellt werden, um einen Pegel zum Erfassen eines Spannungsstoßes leicht zu verändern.

[0050] Während oben ein System beschrieben wurde, das einen Ausschaltspannungsstoß verringert oder verhindert, d.h. einen Spannungsstoß, der erzeugt wird, wenn der Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 zum Schalten betrieben wird, wenn der eingeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 zum Ausschalten übergeht, sei angemerkt, dass es auch auf den Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT2 zutrifft, der zum Schalten betrieben wird, wenn die Last **L1** mit der Leistungsversorgung **V1** verbunden ist. Ein ähnliches System kann auch angewendet werden, um einen Ausschaltspannungsstoß zu verringern oder zu verhindern, wenn der eingeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT2 zum Ausschalten übergeht.

[0051] Während die erste Ausführungsform ein System beschrieben hat, das den Ausschaltspannungsstoß verringert oder verhindert, der bewirkt wird, wenn der eingeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 zum Ausschalten übergeht, beschreibt die zweite Ausführungsform ein System, das einen Einschaltspannungsstoß verringert oder verhindert, d.h. einen Spannungsstoß, der bewirkt wird, wenn der ausgeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 zum Einschalten übergeht.

[0052] Mit Bezug auf **Fig. 4** stellt die vorliegende Erfindung in der zweiten Ausführungsform eine Wechselrichtervorrichtung bereit mit einem Aufbau ähnlich dem der in der ersten Ausführungsform beschriebenen Wechselrichtervorrichtung **1**.

[0053] Zunächst wird ein Spannungsstoß beschrieben, der bewirkt wird, wenn der ausgeschaltete Bipolartransistor IGBT1 zum Einschalten übergeht.

[0054] Eine Halbbrückenschaltung arbeitet zum Schalten, um es dem Strom **I1** zu ermöglichen, wieder in einem geschlossenen Kreis aus der als Last dienenden Spule **L1** und einer Diode **D2** zu fließen, oder zum Zweck der Veranschaulichung das sogenannte Freilaufen bereitzustellen.

[0055] Wenn der ausgeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 zum Einschalten übergeht, fließt durch die Diode **D2** ein Rückstellstrom. Ein Spannungsstoß, der proportional zu dem Gradienten di/dt des Rückstellstroms und der Größe der internen Elektrodenverbindungsinduktivität der Wechselrichtervorrichtung ist, wird an dem Bipolartransistor IGBT2 zwischen dem Kollektor und dem Emitter bzw. an der Diode **D2** zwischen der Anode und der Kathode erzeugt. Die Spannung an der Diode **D2** zwischen der Anode und der Kathode oder an dem Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 zwischen dem Kollektor und dem Emitter wird als Spannung V_{ce2} dargestellt.

[0056] Wenn dementsprechend ein die Spannungsfestigkeit des Elements übersteigender Spannungsstoß angelegt wird, besteht die Möglichkeit, dass das Element zerstört werden kann, und dementsprechend wird ein Verringern des Stromgradienten di/dt als Ansatz betrachtet. Das ist jedoch ein Kompromiss mit erhöhtem Schaltverlust.

[0057] Es wird nun auf **Fig. 5** Bezug genommen, um zu beschreiben, wie ein Spannungsstoß verringert oder verhindert wird, der bewirkt wird, wenn der ausgeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 zum Einschalten übergeht.

[0058] Mit Bezug auf **Fig. 5** beginnt der ausgeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 zum Zeitpunkt t_4 , zum Einschalten überzugehen. Es ist ein

Beispiel gezeigt, bei dem eine Spannung zwischen dem Kollektor und Emitter des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1, d.h. die Spannung V_{ce1} , sich zu ändern beginnt. Außerdem beginnt dementsprechend eine Spannung zwischen dem Kollektor und dem Emitter des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT2, d.h. die Spannung V_{ce2} , sich zu ändern.

[0059] Zum Zeitpunkt t_5 beginnt der Kollektorstrom des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1, sich zu ändern, und der durch die Diode **D2** fließende Strom beginnt, sich zu ändern. Zum Zeitpunkt t_6 erreicht der Kollektorstrom des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 ein Maximum. Dementsprechend erreicht der rückwärts fließende Rückstellstrom der Diode **D2** ein Maximum. Der Rückstellstrom hat einen Stromgradienten dI/dt proportional zu dem eines Stroms, der fließt, wenn der Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 eingeschaltet ist. **Fig. 5** zeigt in durch gestrichelte Linien umrandeten Bereichen einen Gradienten bzw. einen Stromgradienten dI/dt eines Kollektorstroms des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 und denjenigen eines Rückstellstroms, der durch die Diode **D2** fließt. Abhängig von dem Stromgradienten des Rückstellstroms bzw. dem Stromgradienten dI/dt wird an der Diode **D2** zwischen der Anode und der Kathode oder an dem Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT2 ein Spannungsstoß erzeugt. In diesem Beispiel ist ein Beispiel gezeigt, bei dem ein Spannungsstoßspitzenwert zum Zeitpunkt t_7 auftritt. In dem System gemäß der zweiten Ausführungsform wird der MOS-Transistor FET2 temporär innerhalb einer Zeitspanne eingeschaltet, in der der ausgeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 zum Einschalten übergeht (diese Zeitspanne wird im folgenden auch als „Einschaltzeitspanne“ bezeichnet). Der MOS-Transistor FET2 kann beispielsweise temporär eingeschaltet werden durch Anlegen eines signifikant kleinen Pulses an das Gate des MOS-Transistors FET2. Es sei angemerkt, dass die Zeitspanne, in der der ausgeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 zum Einschalten übergeht, auf eine Zeitspanne eingestellt ist, die beginnt, wenn der durch den Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 fließende Strom **I1** zu steigen beginnt, und die endet, wenn der Wert des Stroms auf einen konstanten Pegel übergeht, d.h. vom Zeitpunkt t_5 bis zum Zeitpunkt t_8 . Als ein Beispiel kann der ausgeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 für eine Zeitspanne von $0,2 \mu s$ bis $3 \mu s$ zum Einschalten übergehen. Als ein weiteres Beispiel kann der signifikant kleine Puls ein Puls für eine Zeitspanne von etwa 20 % der Ausschaltzeit des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 sein, d.h. $0,04 \mu s$ bis $0,6 \mu s$.

[0060] Das temporäre Einschalten des MOS-Transistors FET2 während einer Zeitspanne, in der der ausgeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 zum Einschalten übergeht, d.h. vom Zeit-

punkt t_5 bis zum Zeitpunkt t_8 , ermöglicht es, einen Teil eines Rückstellstroms über den MOS-Transistor FET2 nebenszuschließen. Das kann den Stromgradienten dI/dt eines Kollektorstroms des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 verringern und daher, der Anode **D2** oder dem Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT2 XXX. Hierbei ist ein Beispiel angegeben, bei dem der eingeschaltete MOS-Transistor FET2 es ermöglicht, dass ein Strom von 20 % bis 30 % eines Rückstellstroms als Drainstrom fließt.

[0061] Bei einem Aufbau wie dem bekannten, bei dem die MOS-Transistoren FET1 und FET2 fehlen, besteht die Möglichkeit einer unzureichend verringerten oder verhinderten Spannungsstoßes und somit eines zerstörten Elements. Das vorliegende System kann einen Spannungsstoß hinreichend verringern oder verhindern.

[0062] Weiter arbeitet der Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 an sich in bekannter Weise. Er arbeitet normal und schaltet somit ohne einen wesentlich erhöhten Verlust. Auch wenn der MOS-Transistor FET2 eine hohe Spannung empfängt, schaltet der signifikant kleine Puls den MOS-Transistor FET2 lediglich für eine signifikant kurze Zeitspanne ein. Das ermöglicht es, den Rückstellstrom durch Leiten eines kleinen Betrags von ihm nebenszuschließen und den MOS-Transistor FET2 an sich mit einem minimierten Verlust zu schalten. Wenn der Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 einschaltet und der MOS-Transistor FET2 einschaltet, gibt es weiter eine Möglichkeit, dass der obere und der untere Zweig einen Kurzschluss bilden. Der MOS-Transistor FET2 ist jedoch lediglich für eine signifikant kurze Zeitspanne eingeschaltet, da der signifikant kleine Puls den hohen Pegel für eine Zeitspanne von $0,04 \mu s$ bis $0,6 \mu s$ aufweist. Somit kann verhindert werden, dass der obere und der untere Zweig einen Kurzschluss bilden, während lediglich ein Spannungsstoß verringert werden kann.

[0063] Weiter können die MOS-Transistoren FET1 und 2 so entworfen sein, dass sie einer hohen Spannung widerstehen und einen geringen Strom führen, um es dem MOS-Transistor FET2 weiter zu ermöglichen, an sich mit einem minimierten Verlust zu schalten. Der Entwurf kann beispielsweise so durchgeführt sein, dass die MOS-Transistoren FET1 und 2 einen Strom von 1/10 desjenigen des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 führen. Das ermöglicht es, die MOS-Transistoren FET1 und 2 in ihrer Größe zu verringern und eine Schaltung zu minimieren.

[0064] Es sei angemerkt, dass der MOS-Transistor FET2 ein unipolares Element und daher nicht durch eine Lebensdauer eines Restträgers beeinträchtigt ist. Als solches ist es, wenn es mit dem Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 verglichen wird, vorteilhaft hervorragend in der Steuerbarkeit des Schal-

tens. Wenn durch den eingeschalteten MOS-Transistor FET2 ein großer Strom hindurchtritt, besteht die Möglichkeit, dass er einen größeren Schaltverlust aufweist als der Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1. In der Wirklichkeit führt der MOS-Transistor FET2 dagegen lediglich einen kleinen Strom. Somit ist sein Schaltverlust im wesentlichen vernachlässigbar.

[0065] Mit Bezug auf **Fig. 6** stellt die vorliegende Erfindung in einem Beispiel einer Abwandlung der zweiten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung eine Wechselrichtervorrichtung **20** bereit, die sich von der Wechselrichtervorrichtung **1** darin unterscheidet, dass sie eine Signalerzeugungsschaltung enthält, die einen signifikant kleinen Puls erzeugt, der den MOS-Transistor FET1 ansteuert.

[0066] Insbesondere unterscheidet sie sich darin, dass sie weiter einen Einzelpulstriggerpulsgenerator **15#**, der einen an das Gate des MOS-Transistors FET2 angelegten signifikant kleinen Puls erzeugt, einen Komparator COMP#, eine Zehnerdiode ZD2 sowie Widerstandselemente **R3** und **R4** enthält.

[0067] Eine Kathodenseite der Zehnerdiode ZD2 ist elektrisch mit dem Knoten **N0** verbunden, und eine Anodenseite ist über die Widerstandselemente **R3** und **R4** elektrisch mit der Massespannung GND verbunden.

[0068] Die Widerstandselemente **R3** und **R4** sind über einen Knoten, der elektrisch mit einem Anschluss des Komparators COMP# verbunden ist, in Reihe zwischen die Zehnerdiode ZD2 und die Massespannung GND geschaltet. Der Komparator COMP# empfängt an seinem anderen Anschluss eine Referenzspannung Vref2, vergleicht eine an dem die Widerstandselemente **R3** und **R4** verbindenden Knoten erzeugte Spannung mit der Referenzspannung Vref2 und gibt ein Ergebnis eines solchen Vergleichs an den Einzelpulstriggerpulsgenerator **15#** aus.

[0069] Wenn der Einzelpulstriggerpulsgenerator **15#** das Ergebnis, d.h. ein Signal mit hohem Pegel, von dem Komparator COMP# empfängt, gibt er ein Einzelpulssignal (einen signifikant kleinen Puls) an den MOS-Transistor FET2 aus.

[0070] Der obige Betrieb wird nun genauer beschrieben.

[0071] Wenn der ausgeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 beginnt, zum Einschalten überzugehen, beginnen die Spannung Vce2 der Diode **D2** oder des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT2 zwischen dem Kollektor und dem Emitter sich zu ändern, und abhängig von dI/dt eines Rückstellstroms wird ein Spannungsstoß bewirkt. Dieser Spannungsstoß wird die Zehnerspannung der

Zehnerdiode ZD2 überschreiten, die Widerstandselemente **R3** und **R4** werden eine Spannung empfangen, und eine durch die Widerstandselemente **R3** und **R4** entsprechend ihren Widerstandswerten geteilte Spannung wird an dem Knoten erzeugt, der die Widerstandselemente verbindet. Der Komparator COMP# vergleicht die so an dem Knoten erzeugte Spannung mit der Referenzspannung Vref2, und wenn eine Spannung größer gleich der Referenzspannung Vref2 an dem Knoten erzeugt wird, gibt der Komparator COMP# ein Ergebnis dieses Vergleichs, das den hohen Pegel anzeigt, an den Einzelpulstriggerpulsgenerator **15#** aus.

[0072] Der Einzelpulstriggerpulsgenerator **15#** empfängt von dem Komparator COMP# ein Signal des Ergebnisses dieses Vergleichs (das den „hohen“ Pegel anzeigt) und gibt einen signifikant kleinen Puls, der einen hohen Pegel für eine Zeitspanne von 0,04 bis 0,6 μ s hat, lediglich einmal aus. Der Puls wird an den MOS-Transistor FET2 angelegt, um den MOS-Transistor FET2 während der Einschaltzeitspanne des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 temporär einzuschalten, um es einem Anteil des Rückstellstroms zu ermöglichen, über den MOS-Transistor FET2 nebengeschlossen zu werden. Dieser Vorgang kann wie in der zweiten Ausführungsform beschrieben einen Spannungsstoß verringern oder verhindern.

[0073] Es sei angemerkt, dass der signifikant kleine Puls eine Breite (oder eine Zeitspanne des hohen Pegels) aufweisen kann, der innerhalb der Einschaltzeitspanne des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 eingestellt ist und der in einem optimalen Bereich entsprechend einer Eigenschaft der Wechselrichtervorrichtung eingestellt sein kann. Die Einschaltzeitspanne des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT1 ist beispielsweise auf 0,2 μ s bis 3 μ s eingestellt.

[0074] Im allgemeinen ist ein Spannungsstoßtoleranzwert innerhalb eines Nennspannungsfestigkeitsbereichs eines interessierenden Elements eingestellt. Dementsprechend kann das Einstellen der Zehnerspannung der Zehnerdiode ZD2 auf einen Wert, der größer gleich der Nennspannungsfestigkeit der Vorrichtung des Bipolartransistors mit isoliertem Gate IGBT2 oder der Diode **D2** ist, auch lediglich einen Spannungsstoß verringern oder verhindern, der bewirkt wird, wenn eine große Last beteiligt ist und ein großer Strom unterbrochen wird, so dass der MOS-Transistor FET2 so eingestellt sein kann, dass er nicht arbeitet, wenn eine kleine Last beteiligt ist und ein kleiner Strom unterbrochen wird und kein großer Spannungsstoß erzeugt wird. Das kann verhindern, dass der MOS-Transistor FEET2 unnötigerweise arbeitet und dementsprechend Wärme erzeugt, sowie ein überflüssiges Schalten und somit Liefern eines erhöhten Verlustes.

[0075] Während oben ein System beschrieben wurde, das einen Rückkehrspannungsstoß verringert oder verhindert, d.h. einen Spannungsstoß, der erzeugt wird, wenn der ausgeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT1 zum Einschalten übergeht, sei angemerkt, dass es auch auf den Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT2 zutrifft, der zum Schalten betrieben wird, wenn die Last **L1** mit der Leistungsversorgung **V1** verbunden ist. Ein ähnliches System kann auch angewendet werden, um einen Spannungsstoß zu verringern oder zu verhindern, der bewirkt wird, wenn der ausgeschaltete Bipolartransistor mit isoliertem Gate IGBT2 zum Einschalten übergeht.

[0076] Während die vorliegende Ausführungsform mit Bezug auf eine Wechselrichtervorrichtung mit einer Halbbrückenschaltung als Beispiel beschrieben wurden, sind sie auch auf diejenige anwendbar, die eine Vollbrückenschaltung verwendet, und in ähnlicher Weise auf ein intelligentes Leistungsmodul (IPM = Intelligent Power Module), eine Halbleitervorrichtung, die einen IGBT aufweist, der als Schaltelement dient.

[0077] Weiter können die erste und die zweite Ausführungsform und ihre Abwandlungen natürlich geeignet miteinander kombiniert werden.

Patentansprüche

1. Halbleitervorrichtung mit

einer Halbbrückenschaltung (1), die ein erstes Halbleiterschaltelement (IGBT1) und ein zweites Halbleiterschaltelement (IGBT2) enthält, wobei das erste Halbleiterschaltelement zwischen einer ersten Spannung (V1) und einem Ausgangsknoten (NO) angeordnet ist und als Reaktion auf ein erstes empfangenes Steuersignal betrieben wird und das zweite Halbleiterschaltelement zwischen dem Ausgangsknoten und einer zweiten Spannung, die niedriger als die erste Spannung ist, zu dem ersten Halbleiterschaltelement in Reihe geschaltet ist und als Reaktion auf ein zweites empfangenes Steuersignal betrieben wird; und

einem ersten MOS-Transistor (FET1), der dem ersten Halbleiterschaltelement zugeordnet und zu dem ersten Halbleiterschaltelement parallel geschaltet ist und ein drittes Steuersignal zum Ein- und Ausschalten empfängt, wobei der erste MOS-Transistor als Reaktion auf das dritte Steuersignal, bei dem es sich um einen kleinen Impuls handelt, temporär eingeschaltet wird während einer Zeitspanne, in der das eingeschaltete erste Halbleiterschaltelement als Reaktion auf das erste Steuersignal zum Ausschalten übergeht, wobei die Zeitspanne beginnt, wenn der durch das erste Halbleiterschaltelement (IGBT1) fließende Strom (I1) abzunehmen beginnt, und endet, wenn der Strom im Wesentlichen auf Null abgenommen hat, und

einer Signalerzeugungsschaltung, die eine vorbestimmte Stoßspannung erfasst, die erzeugt wird, wenn das eingeschaltete erste Halbleiterschaltelement als Reaktion auf das erste Steuersignal zum Ausschalten übergeht, und die das dritte Steuersignal ausgibt,

wobei die Signalerzeugungsschaltung enthält:

ein erstes und ein zweites Widerstandselement (R1, R2), die in Reihe zwischen die erste und die zweite Spannung geschaltet sind,

eine Konstantspannungsdiode (ZD1), die zwischen dem ersten und zweiten Widerstandselement und der ersten Spannung angeordnet ist, deren Kathodenseite mit der ersten Spannung verbunden ist und deren Anodenseite mit dem ersten und zweiten Widerstandselement verbunden ist,

einen Komparator (COMP), der eine an einem Knoten, der das erste und das zweite Widerstandselement miteinander verbindet, erzeugte Spannung mit einer Referenzspannung vergleicht und ein Ergebnis des Vergleichs liefert, und

eine Einzelpulstriggerpulserzeugungsschaltung (15), die von dem Ergebnis angesteuert wird zum Erzeugen eines Einzelpulstriggerpulssignals, das als drittes Steuersignal dient.

2. Halbleitervorrichtung mit

einer Halbbrückenschaltung (1), die ein erstes Halbleiterschaltelement (IGBT1) und ein zweites Halbleiterschaltelement (IGBT2) enthält, wobei das erste Halbleiterschaltelement zwischen einer ersten Spannung (V1) und einem Ausgangsknoten (NO) angeordnet ist und als Reaktion auf ein erstes empfangenes Steuersignal betrieben wird und das zweite Halbleiterschaltelement zwischen dem Ausgangsknoten und einer zweiten Spannung (GND), die niedriger als die erste Spannung ist, zu dem ersten Halbleiterschaltelement in Reihe geschaltet ist und als Reaktion auf ein zweites empfangenes Steuersignal betrieben wird; und

einem ersten MOS-Transistor (FET2), der dem zweiten Halbleiterschaltelement zugeordnet und zu dem zweiten Halbleiterschaltelement parallel geschaltet ist und ein drittes Steuersignal zum Ein- und Ausschalten empfängt, wobei der erste MOS-Transistor als Reaktion auf das dritte Steuersignal, bei dem es sich um einen kleinen Impuls handelt, temporär eingeschaltet wird während einer Zeitspanne, in der das ausgeschaltete erste Halbleiterschaltelement als Reaktion auf das erste Steuersignal zum Einschalten übergeht, wobei die Zeitspanne beginnt, wenn der durch das erste Halbleiterschaltelement (IGBT1) fließende Strom (I1) zu steigen beginnt, und endet, wenn der Wert des Stromes auf einen konstanten Pegel übergeht, und

einer Signalerzeugungsschaltung, die eine vorbestimmte Stoßspannung erfasst, die erzeugt wird, wenn das ausgeschaltete erste Halbleiterschaltelement als Reaktion auf das erste Steuersignal zum

Einschalten übergeht, und die das dritte Steuersignal ausgibt,
wobei die Signalerzeugungsschaltung enthält:
ein erstes und ein zweites Widerstandselement (R3, R4), die in Reihe zwischen den Ausgangsknoten und die zweite Spannung geschaltet sind,
eine Konstantspannungsdiode (ZD2), die zwischen dem ersten und zweiten Widerstandselement und dem Ausgangsknoten angeordnet ist, deren Kathodenseite mit dem Ausgangsknoten verbunden ist und deren Anodenseite mit dem ersten und zweiten Widerstandselement verbunden ist,
einen Komparator (COMP#), der eine an einem Knoten, der das erste und das zweite Widerstandselement miteinander verbindet, erzeugte Spannung mit einer Referenzspannung vergleicht und ein Ergebnis des Vergleichs liefert, und
eine Einzelpulstriggerpulserzeugungsschaltung (15#), die von dem Ergebnis angesteuert wird zum Erzeugen eines Einzelpulstriggerpulssignals, das als drittes Steuersignal dient.

Es folgen 4 Seiten Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

FIG.1

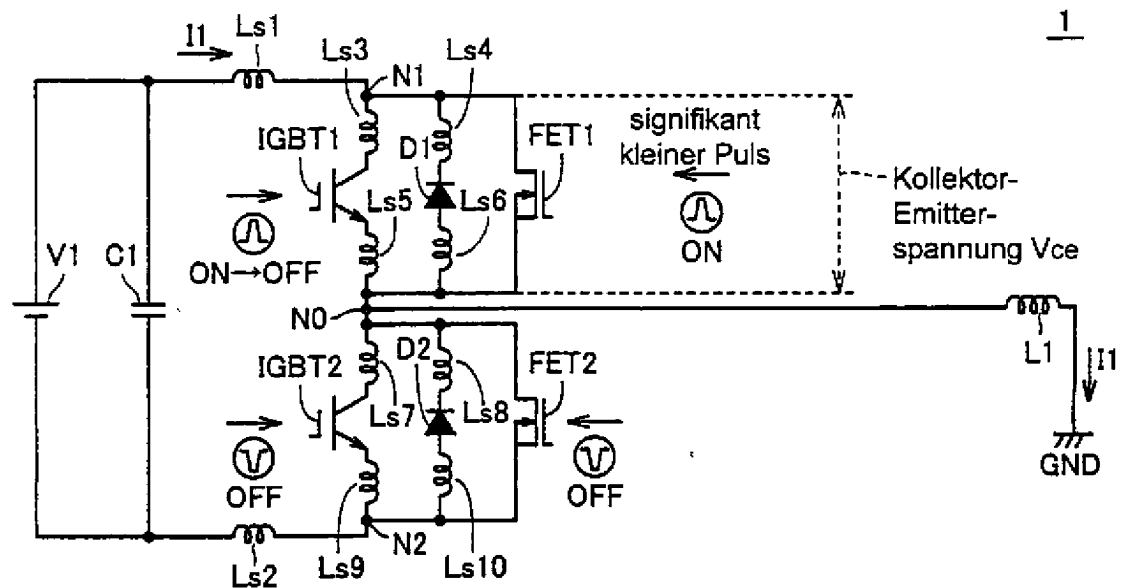


FIG.2

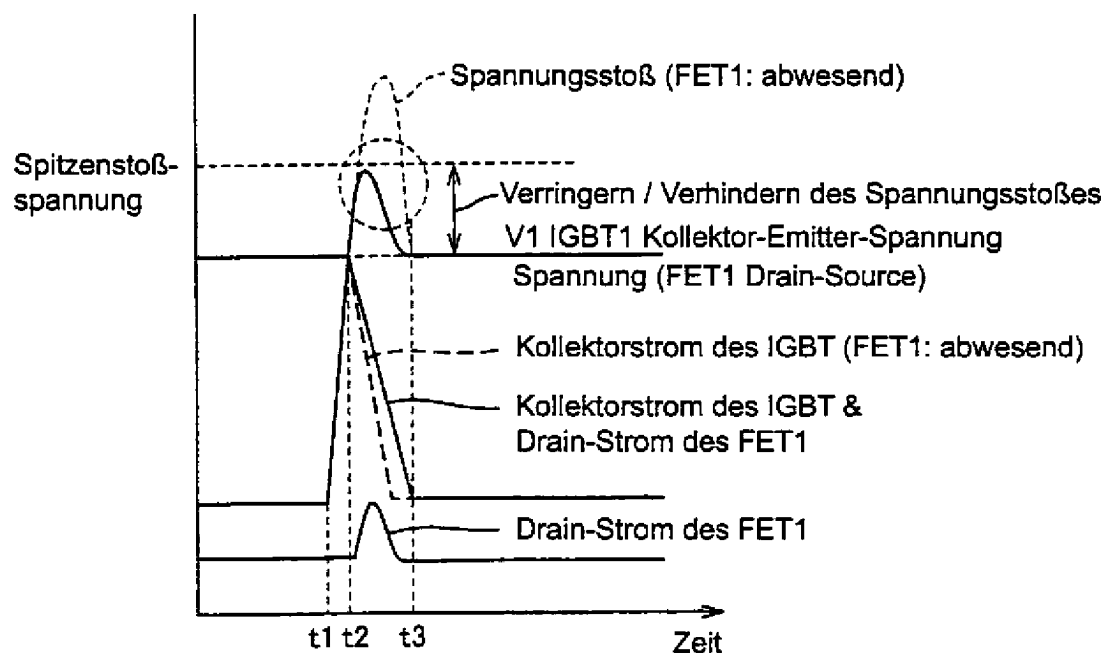


FIG.5

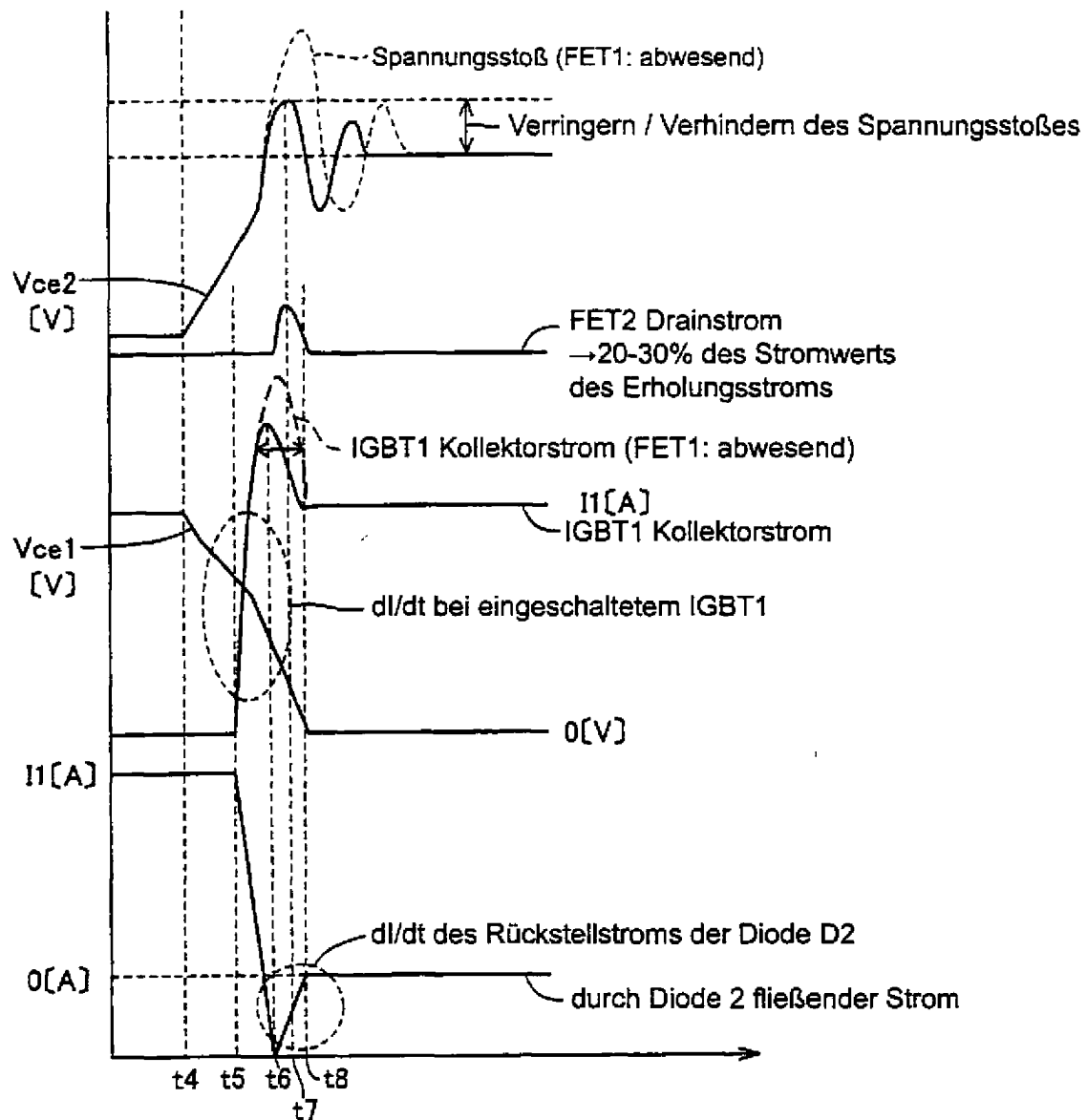


FIG.6

