

Die vorliegende Erfindung betrifft eine Schaltung zum Begrenzen der Abschaltüberspannung eines Halbleiterschalters, der an einer Gleichspannungsquelle anliegt und eine Last treibt.

Halbleiterschalter, wie z.B. ein IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) haben gewisse Belastungsgrenzen. So gibt es für den IGBT unter anderem maximal erlaubte Spannungen vom Kollektor zum Emitter als auch maximal erlaubte Kollektorströme. Die Überschreitung dieser Grenzen, insbesondere der Spannungsgrenzen, ist zu verhindern, um eine Beschädigung der Schaltung beziehungsweise des Halbleiterschalters zu vermeiden. Daher ist es wichtig, die nicht zu verhindernde Abschaltüberspannung eines Halbleiterschalters zu limitieren, um die Erreichung der Belastungsgrenzen des Halbleiterschalters zu vermeiden. Diese Problematik tritt besonders bei IGBTs im Allgemeinen bei hohen zu schaltenden Lastströmen I_C auf.

Mit konventionellen Techniken ist es nur möglich, das Schaltverhalten eines Halbleiterschalters, wie z.B. ein IGBT, über den Gatewiderstand und eventuell über externe Gate - Emitter - Kapazitäten zu beeinflussen, wobei das Abschaltverhalten mit diesen Methoden schlecht einstellbar ist. Die konventionelle Ansteuerungsmethode entspricht in regelungstechnischer Nomenklatur einer Steuerung. Erweiterte Möglichkeiten ergeben sich beim Einsatz einer Regelung, wobei die Regelung aktiv auf das Gate des Halbleiterschalters eingreift und dadurch das Schaltverhalten in gewünschter Weise beeinflusst.

Moderne Ansteuerstrategien

Je nach Realisierung der Regelung bzw. der Ausführung der Rückkopplung spricht man von der „active clamp control“, der „active du/dt control“ sowie der „active di/dt control“ Einrichtung. Falls in der Regeleinrichtung ein Leistungsverstärker verwendet wird, spricht man auch von einer „boosted“ Control - Einrichtung, wie zum Beispiel von einer „active boosted clamp control“.

Die Regelungen werden in Analogtechnik ausgeführt. Im Fall der du/dt Control und der clamp control wird die Spannung u_{CE} am Halbleiterschalter erfasst und ein gewünschter Eingriff auf das Gate durchgeführt. Aufgabe der du/dt Controleinrichtung ist es, die Spannungsteilheiten beim Ein- und Ausschalten des Halbleiterschalters zu begrenzen, wohingegen die clamp-Control Einrichtung nur beim Ausschalten des Halbleiterschalters wirkt und die Abschaltüberspannung (siehe unten) begrenzen soll. Die du/dt Control Einrichtung wird üblicherweise mittels eines Kondensators im Rückkoppelkreis realisiert, wohingegen bei der Clamp Control im Allgemeinen Zener-Dioden zum Einsatz kommen. Bei der di/dt Control wird aufgrund der Stromteilheiten des Halbleiterschalters ein entsprechender Gateeingriff verwirklicht.

Da sich die vorliegende Patenmeldung auf eine spezielle Variante einer clamp-Control bezieht, werden hier im folgenden nur bekannte clamp-Control Einrichtungen behandelt (siehe Fig. 1 und 2).

Die bekannte Schaltung nach Fig. 1 wird mittels Zenerdioden und Serienwiderstand R_{cl} als Rückkopplung realisiert, wobei die Zener Spannung U_{Zener} über der maximal möglichen Dauerspannung U_{ZK} liegen muss. Die induktive Last L_G (unter anderem zum Beispiel gegeben durch die Streuinduktivität des Motors, etc.) wirkt während des schnellen Schaltvorganges wie eine Stromquelle. Wenn der Halbleiterschalter 4, hier ein IGBT, eingeschaltet ist, sperrt die Freilaufdiode 5 und der Strom I_C fließt durch den IGBT 4, welcher eine Durchlassspannung von etwa 2V aufweist. Der Rückkoppelkreis führt keinen Strom und die Regeleinrichtung ist nicht aktiv. Wenn nun der IGBT 4 ausgeschaltet wird, kommt es vorerst zu einem konventionellen Ausschalten über den (optionalen) Leistungsverstärker 7 mit entsprechendem Gatewiderstand R_G . Die Spannung u_{CE} am IGBT 4 steigt an und überschreitet nach kurzer Zeit die Sperrspannung der Zenerdiode 8. Ab diesem Zeitpunkt bricht die Zenerdiode 8 durch und ein Strom beginnt über R_{cl} und dem Abschaltwiderstand R_{off} zu fließen. Der Strom ergibt sich ungefähr zu $I_{Zener} = \frac{u_{CE} - U_{Zener}}{R_{cl}}$. I_{Zener} verursacht

über R_{off} eine Potentialanhebung am Eingang des Leistungsverstärkers 7 und steuert den IGBT 4 dadurch leicht auf, wodurch die Überspannung am IGBT 4 reduziert wird. Voraussetzung für die Funktionsfähigkeit der Schaltung 1 nach Fig.1 ist eine Zenerspannung U_{Zener} , welche höher als die maximal mögliche Zwischenkreisspannung U_{ZK} ist, um ein dauerndes Aufsteuern des IGBTs 4 während der Sperrphase zu verhindern, es muss also gelten $U_{Zener} \geq U_{ZK,max}$. Aufgrund dieser Voraussetzung muss die Zenerspannung U_{Zener} relativ hoch gewählt werden, da auch Bauteiltoleranzen der Zenerdiode 8 und Temperatureinflüsse berücksichtigt werden müssen, wodurch einen beträchtlicher Nachteil entsteht.

Eine andere bekannte Schaltung wird in Fig. 2 gezeigt:

Wenn in Fig. 2a der Halbleiterschalter 4 eingeschaltet ist, wird bei dieser Schaltungsvariante der Kondensator C_{cl} auf die Zwischenkreisspannung U_{ZK} aufgeladen. Beim Ausschalten des Halbleiterschalters 4 kommt es zuerst zu einem konventionellen Abschalten des Halbleiterschalters, wie
 5 weiter unten beschrieben. Ab dem Zeitpunkt, bei dem die Spannung am Halbleiterschalter 4 die Zwischenkreisspannung U_{ZK} überschreitet, wird die Diode 8 leitend. Wenn C_{cl} groß genug gewählt wird, folgt der Diodenstrom I_D ungefähr zu $I_{Zener} = \frac{U_{CE} - U_{Zener}}{R_{cl}}$. Der Strom I_D verursacht in Zu-

sammenhang mit R_{off} eine Potentialanhebung am Eingang des Halbleiterschalters 4 (in Fig. 2a über einen Leistungsverstärker 7) und somit ein Aufsteuern des Halbleiterschalters zwecks Begrenzung der Abschaltüberspannung. Während dieses Clamp-Eingriffs wird der Kondensator C_{cl}
 10 nur geringfügig über das Niveau der Zwischenkreisspannung U_{ZK} aufgeladen. R_e wirkt als Entladewiderstand für den Kondensator C_{cl} und entlädt sich schließlich auf das Niveau der Zwischenkreisspannung U_{ZK} . Diese Clamp-Schaltung begrenzt die Halbleiterschalter - Abschaltüberspannung ab der Zwischenkreisspannung U_{ZK} .

Als gravierender Nachteil dieser Schaltung erweist sich jedoch der erforderliche Anschluss an die positive Versorgungsspannung (Zwischenkreisspannung U_{ZK} , Fig. 2a), welcher in der Praxis oft nicht leicht zu realisieren ist. Es ergibt sich somit ein komplexer Schaltungsaufbau. Hinzu kommt, dass bei einem Umrichter, der in bekannter Weise pro Phase zwei Halbleiterschalter benötigt, bei dieser Schaltungsvariante der Schaltungsaufbau für die beiden Halbleiterschalter zwangsweise
 20 nicht identisch ist (Fig. 2a und 2b), also unterschiedliche Schaltungen für die beiden Halbleiterschalter notwendig wären, was den Aufwand in der Praxis erhöht.

Ziel der gegenständlichen Erfindung ist es somit, eine Schaltung zum Begrenzen der Abschaltüberspannung eines Halbleiterschalters anzugeben, die die oben angeführten Nachteile der bekannten Schaltungen beseitigt, die also einfach aufgebaut ist und ohne zusätzliche externe Anschlüsse auskommt und die zusätzlich einen einheitlichen Schaltungsaufbau im Falle eines Einsatzes in einem Umrichter ermöglicht. Insbesondere soll die Durchbruchsspannung der Zenerdioden auch kleiner als die maximal mögliche Zwischenkreisspannung gewählt werden können.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß dadurch gelöst, dass zwischen Kollektoranschluss und Gateanschluss des Halbleiterschalters eine Zenerdiode in Serie zu einem Clampkondensator
 30 geschaltet ist.

Eine solche Schaltung ist sehr einfach aufgebaut, da nur einfache elektrische Bauteile erforderlich sind und keine externen Anschlüsse (zur positiven und/oder negativen Versorgungsschiene) notwendig sind.

Weiters kann durch die Verwendung des in Serie geschalteten Clampkondensators eine Zenerdiode mit einer Zenerspannung kleiner der maximalen Zwischenkreisspannung verwendet werden, da die Spannungsdifferenz vom Clampkondensator aufgenommen wird, was die Schaltung weiter vereinfacht.

Die Schaltung bietet auch gewisse Sicherheiten im Vergleich zu den bekannten Lösungen einer Clampschaltung, da aufgrund des seriellen Clampkondensators bei einem Ausfall der Zenerdiode der Halbleiterschalter und die Ansteuerelektronik weniger stark gefährdet wird, wie es bei herkömmlichen Schaltungen möglich ist.

Der Halbleiterschalter wird vorteilhaft zum Beispiel in einer Stellerkonfiguration an eine Gleichspannungsquelle geschaltet.

Bei einer vorteilhaften Verwendung der Schaltung in einem Umrichter kann die Clampschaltung für beide Halbleiterschalter des Umrichters identisch aufgebaut werden, was einen solchen Umrichter erheblich vereinfacht.

Wenn das Durchbruchselement (Zenerdiode) durch zwei gegeneinander geschaltete Dioden ersetzt wird, wobei eine der beiden eine unidirektionale Zenerdiode ist, kann am Punkt zwischen den beiden gegeneinander geschalteten Dioden eine Spannung in Bezug auf Elektronikmasse (GND, Fig. 6) abgegriffen werden, die als gewisses Abbild der Spannung am Halbleiterschalter interpretiert werden kann, die damit sehr einfach für eine Durchlassspannungsüberwachung verwendet werden kann.

Weitere besonders vorteilhafte Ausgestaltungen der Schaltung ergeben sich aus den weiteren Unteransprüchen.

Die vorliegende Erfindung wird anhand der schematischen, beispielhaften Figuren 1 bis 4

beschrieben. Dabei zeigt

- Fig. 1 und 2 je eine herkömmliche Schaltungsvariante (Stand der Technik),
- Fig. 3 den Spannungsverlauf beim Ausschalten eines typischen Halbleiterschalters,
- Fig. 4 einen erfindungsgemäßen Schaltungsaufbau,
- Fig. 5 einen möglichen Einsatz in einem Umrichtersystem und
- Fig. 6 eine schematische Darstellung einer Durchlassspannungsüberwachung.

Um die Problematik beim Ausschalten eines Halbleiterschalters aufzuzeigen, wird anhand der Fig. 3 vorab ein typischer konventioneller Abschaltvorgang eines Halbleiterschalters 4, hier ein IGBT, beschrieben.

Beim Ausschaltvorgang des IGBTs kommutiert bekannter Weise der über eine Lastdrossel (Induktivität L) eingeprägte Laststrom vom IGBT in die entsprechende zugehörige Freilaufdiode 5. Der Ausschaltvorgang besitzt dabei ein bekanntes charakteristisches Verhalten (siehe Fig. 3). Der Ausschaltvorgang beginnt dabei mit dem Absinken der Gate-Emitterspannung u_{GE} gemäß einer e-Potenz (Zeitpunkt t_0). Nach der Ausschaltverzögerung $t_{v,off}$ (Zeitpunkt $t_0 - t_1$) bleibt die Gate-Emitterspannung u_{GE} mit dem Erreichen des bekannten „Millerplateaus“ vorerst konstant (Zeitpunkt $t_1 - t_3$). Am IGBT steigt hingegen die Spannung u_{CE} des IGBTs an. Der Anstieg der Kollektor-Emitterspannung du_{CE}/dt ist durch den Gatestrom i_G bestimmt und ergibt sich zu $du_{CE}/dt = I_G/C_{GC}$. Zunächst ergibt sich bei einer großen Gate-Kollektorkapazität (Millerkapazität) C_{GC} (t_1 bis t_2) ein flacher Spannungsanstieg, der in einen steilen Spannungsanstieg ab dem Zeitpunkt t_2 übergeht, da die bekannte Millerkapazität C_{GC} stark abnimmt. Zum Zeitpunkt t_3 erreicht die Kollektor-Emitterspannung u_{CE} die Zwischenkreisspannung U_{ZK} . Der in der Induktivität eingeprägte Strom kann nun in die Freilaufdiode kommutieren. Das Absinken der Gate-Emitterspannung u_{GE} auf die Thresholdspannung U_{TH} bestimmt die Abfallsteilheit des Kollektorstromes di_C/dt und somit die Abschaltüberspannung am IGBT. Am IGBT tritt, bedingt durch die Kommutierungsinduktivität L_G und dem beim Abschalten auftretenden di_C/dt , eine Abschaltspannung mit $u_{CE} = U_{ZK} + \Delta u_{CE}$ auf, wobei mit $\Delta u_{CE} = L_G \cdot di_C/dt$ die Abschaltüberspannung bezeichnet wird. Zum Zeitpunkt t_4 ist der Halbleiterschalter abgeschaltet und die Gate-Emitterspannung u_{GE} sinkt gemäß einer e-Potenz ab. Die Abschaltüberspannung verringert sich dabei durch die verringerte Stromsteilheit des charakteristischen Reststroms (Zeitraum $t_4 - t_5$).

Bei der erfinderischen Schaltung, Fig. 4, wird zwischen Kollektor C und Gate G des Halbleiterschalters 4 (hier ein IGBT) eine bidirektionale Zenerdiode 8 in Serie zu einem Clampkondensator C_{Cl} , bzw. in Serie zu einem Clampkondensator C_{Cl} der parallel zu einem Entladewiderstand R_e geschaltet ist, geschaltet. Der Clampkondensator C_{Cl} weist im Beispiel nach Fig. 4 einen parallel geschalteten Entladewiderstand R_e auf. Optional kann auch noch ein ebenfalls in Serie geschalteter Clampwiderstand R_{Cl} vorgesehen sein.

Am Gateeingang G des IGBT 4 ist ein Gatewiderstand R_G vorgesehen. Zusätzlich kann auch eine Verstärkerschaltung, wie z.B. ein Leistungsverstärker 7, vorgesehen sein, um die Ansteuerung des IGBT 4 zu erleichtern beziehungsweise um die elektrischen Verluste im Rückkoppelkreis und die Treiberleistung zu verringern. Zum Schalten des IGBT 4 wird über einen Schalter und Regelwiderstände R_{on} , R_{off} entweder eine positive oder negative Ansteuerspannung $+U_V$, $-U_V$, die eventuell mit dem Leistungsverstärker 7 verstärkt wird, an den Gateeingang G des IGBTs gelegt.

Der IGBT 4 wird mit einer Induktivität L_G belastet und liegt über eine Freilaufdiode 5 an der Zwischenkreisspannung U_{ZK} .

Im Folgenden wird nun die Funktionsweise der erfinderischen Schaltung, Fig. 4, beschrieben: Wenn der IGBT 4 bei hoher Zwischenkreisspannung $U_{ZK} > U_{Zener}$ ausgeschaltet ist, liegt an der Zenerdiode die Zenerspannung U_{Zener} an und sie befindet sich an der Durchbruchsgrenze. Die Zener einsatzspannung kann nun kleiner als die maximale Zwischenkreisspannung gewählt werden, da der Clampkondensator C_{Cl} die fehlende Spannung (Differenzspannung) zur Zwischenkreisspannung U_{ZK} aufnimmt. Die Spannung am Clampkondensator C_{Cl} ergibt sich damit relativ zur Zwischenkreisspannung U_{ZK} . Wenn der IGBT 4 eingeschaltet wird, bleibt die Spannung am Clampkondensator C_{Cl} bis zum nächsten Ausschalten des IGBTs 4 nahezu unverändert stehen, da die Entladezeit des Clampkondensators C_{Cl} groß gegenüber der Schaltfrequenz gewählt werden kann. Wird nun der IGBT 4 ausgeschaltet, so wird die Clampeinrichtung aktiv, wenn die Spannung u_{CE} am IGBT 4 die Zwischenkreisspannung U_{ZK} übersteigt. Die Schaltung wirkt daher nur beim Ausschalten und ist beim Einschalten nicht aktiv. Wenn C_{Cl} groß genug gewählt wird, ergibt sich der

Strom I_{Zener} über die Rückkopplung ungefähr zu $I_{Zener} = \frac{U_{CE} - U_{Zener} - U_{C,cl}}{R_{cl}}$, mit U_{CE} : Spannung am

IGBT, U_{Zener} : Zenerdurchbruchsspannung und $U_{C,cl}$ als Spannung am Clampekondensator C_{Cl} .

Der Strom I_{Zener} verursacht in Zusammenhang mit dem Regelwiderstand R_{off} eine Potentialanhebung am Gateeingang G des IGBTs 4 (in Fig. 3 über einen Leistungsverstärker 7) und somit ein Aufsteuern des IGBTs zur Begrenzung der Abschaltüberspannung. Die Abschaltüberspannung wird damit bei jedem Abschaltvorgang begrenzt, womit eine Überschreitung der Belastungsgrenzen des IGBTs 4 verhindert werden kann.

Diese Schaltung ist äußerst flexibel, da die Parameter der Schaltung in weiten Bereichen gewählt werden können. Im Grenzfall kann der Clampekondensator R_{cl} gegen null gehen, da auch die Zenerdiode 8 einen Serienwiderstand besitzt. Falls der Zenerstrom I_{Zener} zu groß sein sollte, kann I_{Zener} auch durch eine Verringerung der Kapazität C_{cl} reduziert werden. Ebenfalls kann der Entladewiderstand R_e in weiten Bereichen je nach Anforderung gewählt werden.

Die Zenerspannung U_{Zener} kann kleiner als die maximale Zwischenkreisspannung $U_{ZK,max}$ gewählt werden, da sich der Clampekondensator C_{Cl} entsprechend auflädt und die sich ergebende Differenzspannung aufnimmt.

In Fig. 5 ist nun schematisch die erfindungsgemäße Verwendung einer solchen Schaltung in einem Umrichter 12 dargestellt. Dabei wird z.B. ein Elektromotor 11, z.B. eines Schienenverkehrsfahrzeuges, mit mehreren Phasen, vorzugsweise drei Phasen, wobei nur eine Phase dargestellt ist, von einem Umrichter 12 angesteuert. Das Fahrzeug greift über einen Abnehmer 10 die Netzspannung des Netzes 9 ab, in diesem Fall eine Gleichspannung, die über eine Netzdrossel L_N an einem Zwischenkreiskondensator C_{ZK} anliegt und dort eine Gleichspannung U_{ZK} bewirkt. Diese Gleichspannung, die Zwischenkreisspannung U_{ZK} , wird mit dem Umrichter 12 in bekannter Weise in eine Wechselspannung umgewandelt, die den Motor 11 antreibt. Der Umrichter 12 für eine Phase besteht aus zwei Halbleiterschaltern 4, wie z.B. IGBTs, die von der Ansteuereinrichtung 1 angesteuert werden. Zu jedem der beiden Halbleiterschalter 4 kann eine erfindungsgemäße Schaltung 1 (Fig. 4), wie oben beschrieben, vorgesehen werden.

Unabhängig von den bisher dargestellten Schaltungen zur Beeinflussung des Schaltverhaltens werden in Umrichtern aus Schutzgründen sogenannte U_{CE} -Überwachungen eingesetzt. Eine U_{CE} -Überwachung ist dabei eine Schaltung, welche die Spannung U_{CE} am Halbleiterschalter 4, bzw. eine davon abgeleitete Größe während des Einschaltens des IGBTs 4 und in der eingeschalteten Phase mit einem Sollwert U_{Ref} vergleicht. Im Fehlerfall, wie z.B. ein Kurzschluss etc., entspricht die Spannung U_{CE} am Halbleiterschalter 4 nicht dem erwarteten Wert. Eine Fehlermeldung S_{Error} wird ausgelöst und führt im Regelfall zum Ausschalten des Halbleiterschalters 4 mit entsprechender Rückmeldung zur Ansteuereinheit. Mögliche Lösungen einer U_{CE} Erfassung können mit hochspannenden Dioden 14, einer Stromquelle 15 und einem Komparator 18 realisiert werden, wobei jedoch eine Vielzahl anderer Schaltungen möglich sind.

Für die Realisierung der U_{CE} -Überwachung ist es nun jedoch möglich, die ursprüngliche bidirektionale Zenerdiode 8 der erfindungsgemäßen Schaltung 1 mit zwei gegeneinander geschalteten Dioden 16, 17 (Fig.6) zu ersetzen, wobei eine davon eine Zenerdiode 17 ist, wobei dann der Überwachungsabgriff zwischen den beiden gegeneinander geschalteten Dioden 16, 17 erfolgt. Damit ändert sich an der Funktionsweise der erfindungsgemäßen Schaltung 1, wie zu Fig. 4 beschrieben, nichts.

PATENTANSPRÜCHE:

1. Schaltung zur Begrenzung der Abschaltüberspannung eines Halbleiterschalters, der an einer Gleichspannungsquelle anliegt und eine Last treibt, **dadurch gekennzeichnet**, dass zwischen Kollektoranschluss (C) und Gateanschluss (G) des Halbleiterschalters (4) eine Zenerdiode (8) in Serie zu einem Clampekondensator (C_{Cl}) geschaltet ist.
2. Schaltung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Halbleiterschalter (4) in Serie zu einer Freilaufdiode (5) an eine Gleichspannungsquelle geschaltet ist.
3. Schaltung nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet**, dass parallel zum Clampekondensator (C_{Cl}) ein Entladewiderstand (R_e) geschaltet ist und die Zenerdiode (8) in Serie zur Gruppe Clampekondensator (C_{Cl}) und Entladewiderstand (R_e) geschaltet ist.

4. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, **dadurch gekennzeichnet**, dass ein Clampwiderstand (R_C) in Serie zur Zenerdiode (8) geschaltet ist.
5. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, **dadurch gekennzeichnet**, dass in an sich bekannter Weise am Gateeingang (G) des Halbleiterschalters (4) ein Verstärker (7), vorzugsweise ein Analogverstärker, vorgesehen ist.
6. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, **dadurch gekennzeichnet**, dass in an sich bekannter Weise ein Zwischenkreiskondensator (C_{ZK}) zur Stützung der Gleichspannungsquelle vorgesehen ist.
7. Schaltung nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Zwischenkreiskondensator (C_{ZK}) mit einem elektrischen Netz (9) direkt oder indirekt verbunden ist und so die Gleichspannungsquelle gebildet wird.
8. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 7, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Zenerdiode (8) als bidirektionale Zenerdiode ausgebildet ist.
9. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 8, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Zenerdiode (8) durch zwei gegeneinander geschaltete Dioden (16, 17) ersetzt ist, wobei eine der beiden als unidirektionale Zenerdiode (17) ausgebildet ist.

HIEZU 4 BLATT ZEICHNUNGEN

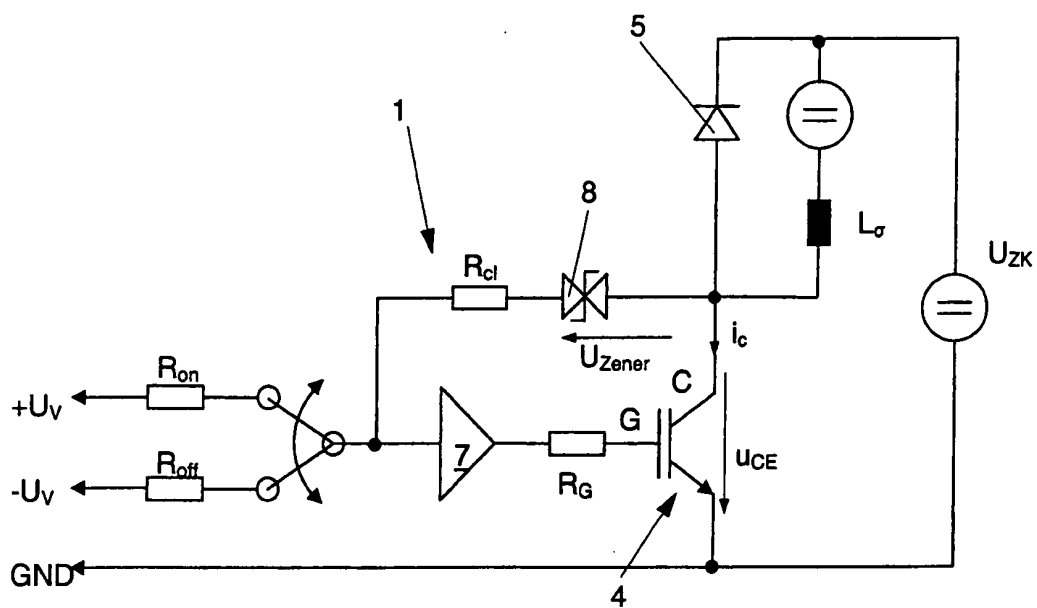


Fig. 1 (Stand der Technik)

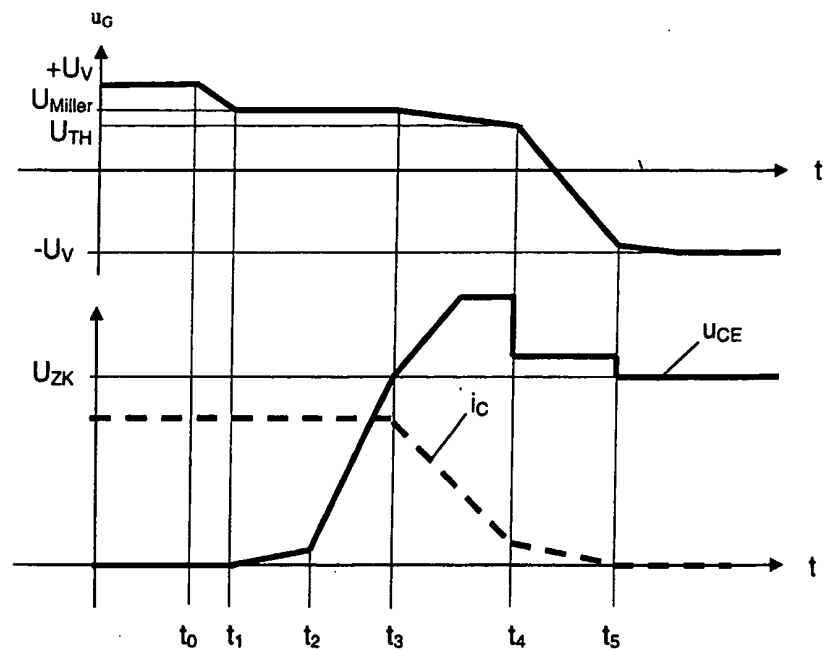


Fig. 3

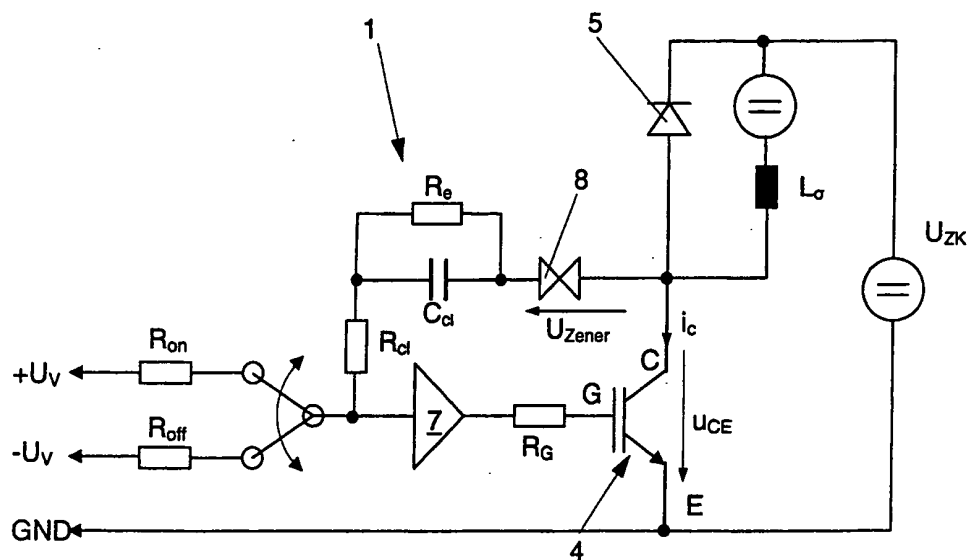


Fig. 4

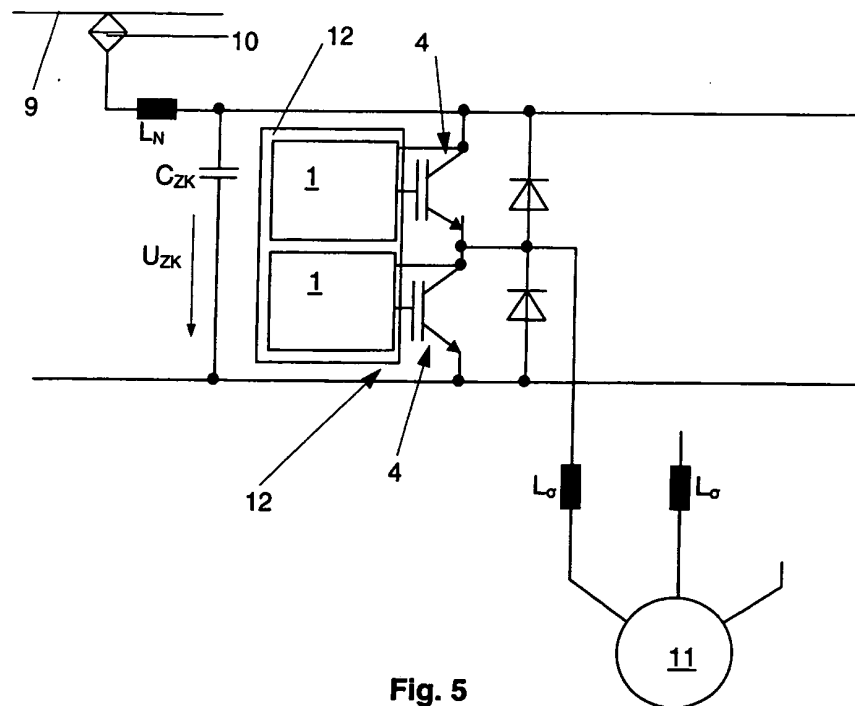


Fig. 5

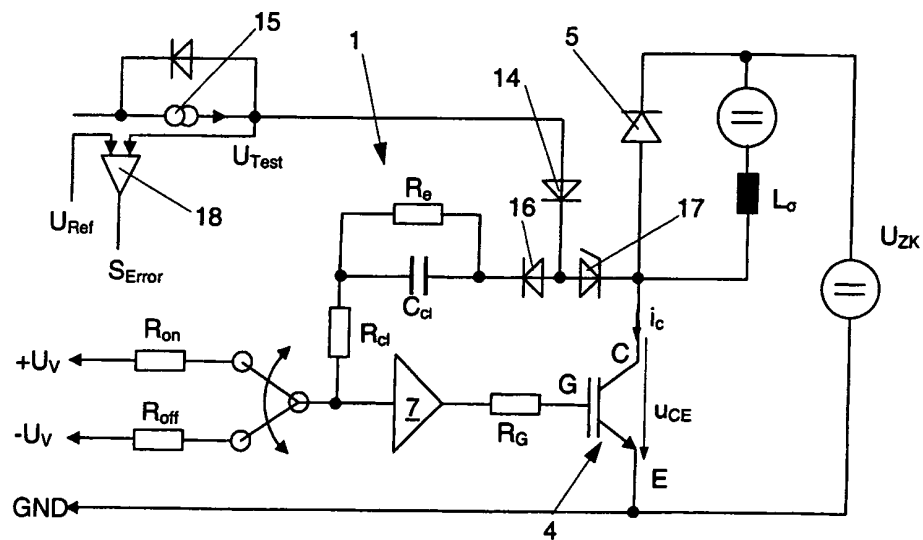


Fig. 6