



Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-lichtensteinerischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) **PATENTSCHRIFT**

(21) Anmeldenummer: 00085/16

(22) Anmeldedatum: 21.01.2016

(43) Anmeldung veröffentlicht: 28.02.2017

(30) Priorität: 28.08.2015 CH 01240/15

(24) Patent erteilt: 13.09.2019

(45) Patentschrift veröffentlicht: 13.09.2019

(73) Inhaber:
ETH ZÜRICH ETH Transfer, Rämistrasse 101
8082 Zürich (CH)

(72) Erfinder:
Dominik Bortis, 8052 Zürich (CH)
Oliver Marco Knecht, 8052 Zürich (CH)
Johann Walter Kolar, 8044 Zürich (CH)

(74) Vertreter:
Frei Patentanwaltsbüro AG, Postfach
8032 Zürich (CH)

(54) **Vorrichtung zur pulsdauerunabhängigen sicheren Ansteuerung von Leistungstransistoren.**

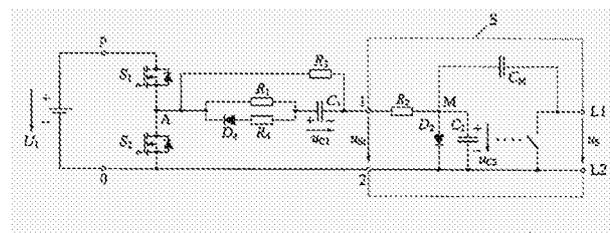
(57) Die erfindungsgemässe Ansteuerschaltung zur Ansteuerung eines Leistungstransistors, insbesondere eines Gate-Injection-Transistors, weist auf:

- eine obere Klemme (p) und eine untere Klemme (0) eines Versorgungsanschlusses zum Anschluss an eine unipolare Ansteuerversorgungsspannungsquelle,
- einen ersten Steueranschluss (1) und einen zweiten Steueranschluss (2) zum Anschluss an einen anzusteuern den elektronischen Schalter;
- einen Koppelkondensator (C1) und,
- einen Einschaltstromwiderstand (R3).

Dabei liegt mindestens eines der folgenden Elemente vor:

- ein Begrenzungselement, welches eine Spannung über dem Koppelkondensator (C1) auf Werte nur einer Polarität begrenzt;
- ein Entladebegrenzungselement, welches eine Entladung des Koppelkondensators (C1) begrenzt;

- ein Spannungsbegrenzungselement, welches eine Spannung zwischen dem ersten Steueranschluss (1) und dem zweiten Steueranschluss (2) auf einen Maximalwert (U21lim) begrenzt;
- ein Verbindungsschalter zwischen den Steueranschlüssen (1, 2), um vor einem erstmaligen Einschalten des Leistungstransistors den Koppelkondensator (C1) aufzuladen, ohne dass der Leistungstransistor dadurch eingeschaltet wird.



Beschreibung

Stand der Technik

[0001] Zur Steuerung elektronischer Schaltelemente, z.B. Leistungstransistoren, werden gemäss dem Stand der Technik Ansteuerschaltungen eingesetzt, welche zur Sicherstellung geringer Schaltverluste am Beginn eines Einschalt- bzw. Ausschaltintervalls einen relativ hohen positiven bzw. negativen Ansteuerstrom bilden, der anschliessend im Sinne geringer Ansteuerverluste auf einen geringen Ansteuereinschalt- bzw. Ansteuer-ausschaltruhestrom zurückgeht, wobei zwischen dem oberen und dem unteren Steueranschluss (z.B. als Gate und Source oder Basis und Emitter bezeichnet) typischerweise eine positive (Einschaltintervall) oder negative (Ausschaltintervall) Ansteuerspannung auftritt, um das Bauelement sicher im eingeschalteten oder ausgeschalteten Zustand zu halten. Für rein spannungsgesteuerte elektronische Schalter, z.B. Leistungs-MOSFETs, weist der Ansteuerruhestrom hierbei im Ein- und Ausschaltintervall den Wert Null auf; für andere elektronische Schalter kann bedingt durch die innere Bauelementestruktur im Ein- und/oder Ausschaltintervall ein geringer Ansteuerruhestrom benötigt werden.

[0002] Die praktische Realisierung der Ansteuerschaltung muss in der Praxis aus Platz- und Kostengründen und mit Blick auf die Zuverlässigkeit mit minimalem schaltungstechnischem Aufwand und minimaler Komplexität erfolgen. Insbesondere soll zur Versorgung der Ansteuerschaltung vorteilhaft nur eine Spannungsquelle, d.h. eine unipolare Speisung, eingesetzt werden. Um trotzdem für das Einschalten des elektronischen Schalters eine positive und für das Ausschalten eine negative Ansteuerspannung bilden zu können und darüber hinaus eine hohe Dynamik des Ein- und Ausschaltvorganges zu erreichen, wird gemäss dem Stand der Technik der Ausgang einer eingangsseitig zwischen einer oberen Klemme p und einer unteren Klemme 0 eines Versorgungsanschlusses einer Ansteuerversorgungsspannungsquelle U1 (die obere Klemme weist gegenüber der unteren Klemme positives Potential auf) liegenden Transistorschaltstufe nicht direkt, sondern über einen Koppelkondensator C1 mit dem oberen Steueranschluss 1 eines anzusteuern den elektronischen Schalters S verbunden und der untere Steueranschluss 2 direkt an die untere Klemme 0 von der Ansteuerversorgungsspannungsquelle U1 gelegt, welche auch das Bezugspotential darstellt. Die Transistorschaltstufe weist dabei z.B. eine offene Brücken-zweigstruktur auf (siehe Fig. 1), besteht also aus einem von der oberen Klemme p von U1 in Stromflussrichtung abzweigenden oberen Ansteuertransistor oder Schalter S1, der über einen oberen Serienwiderstand R1 mit dem Ausgang A der Transistorschaltstufe und damit mit dem dem oberen Steueranschluss 1 des elektronischen Schalters abgewandten ersten Anschluss des Koppelkondensators C1 verbunden ist. Weiters ist der Ausgang A der Transistorschaltstufe und damit der erste Anschluss des Koppelkondensators C1 über einen unteren Serienwiderstand R4 und einen unteren Ansteuertransistor oder Schalter S2 in Stromflussrichtung mit der unteren Klemme 0 der Ansteuerversorgungsspannung bzw. Bezugspotential verbunden. Schliesslich wird noch ein Einschalttruhestromwiderstand R3 an den der oberen Klemme p der Ansteuerversorgungsspannung abgewandten unteren Anschluss des oberen Ansteuertransistors S1 gelegt und mit dem zweiten Ende mit dem ersten Steueranschluss 1 des elektronischen Schalters S verbunden. Alternativ kann der Einschalttruhestromwiderstand R3 auch direkt parallel zu C1 geschaltet werden.

[0003] Für die weiteren Ausführungen sei angenommen, dass für das Einschalten des elektronischen Schalters S eine hinreichend hohe, d.h. hinreichend weit über der Einschalt-schwellspannung (Threshold-Spannung) U_{th} von S liegende, positive (physikalisch vom oberen Steueranschluss 1 zum unteren Steueranschluss 2 zeigende) (äussere) Ansteuerspannung u_{St} und für das Ausschalten eine negative, bzw. jedenfalls unter der Schwellenspannung U_{th} liegende Ansteuerspannung u_{St} anzulegen ist. Weiters wird als ansteuerseitige innere Ersatzschaltung des elektronischen Schalters S ein vom oberen Steueranschluss 1 gegen das obere Ende M einer inneren Ersatzkapazität C2 liegender innerer Ansteuerwiderstand R2 angenommen, wobei das untere Ende von C2 am unteren Steueranschluss 2 bzw. am Bezugspotential liegt und parallel zu C2 eine Diode D2 in Stromflussrichtung gegen den unteren Steueranschluss 2 zeigend wirkend zu denken ist (abhängig von der inneren Bauelementestruktur des Schalters S ist für die Ersatzschaltung u.U. keine Diode D2 vorzusehen). Der Leit- oder Sperrzustand des Schalters S wird dann durch die an C2 auftretende Spannung, d.h. durch eine innere Steuerspannung u_{C2} , bestimmt. Gilt stationär $u_{C2} > U_{th}$, befindet sich der Schalter S im eingeschalteten Zustand, für stationär $u_{C2} < U_{th}$ im ausgeschalteten Zustand. Schliesslich wird die Rückwirkung einer Änderung der Spannung zwischen den Ausgangs- bzw. Leistungsklemmen L1 und L2 des elektronischen Schalters S (im Weiteren als Schalterspannung u_S bezeichnet) durch eine gegen das obere Ende M von C2 liegende Millerkapazität C_M berücksichtigt, an deren zweitem Ende die Schalterspannung u_S , welche als gegen Bezugspotential gemessen zu denken ist, angreift. Der Einschalttruhestromwiderstand R3 liegt direkt parallel zu C1, kann aber auch vom Schaltungspunkt zwischen S1 und R1 abzweigend gegen den oberen Steueranschluss 1 gelegt werden.

[0004] Für das Einschalten des elektronischen Schalters S wird S1 durchgeschaltet und so C2 über S1-R1-C1-R2 ausgehend von Spannung Null aufgeladen, bis bei Erreichen von U_{th} das Einschalten des Schalters S beginnt. Der detaillierte weitere Ablauf, insbesondere die Rückwirkung von u_S über C_M auf den Verlauf von u_{C2} (Millereffekt), ist hier von sekundärer Bedeutung, wichtig ist nur, dass u_{C2} schliesslich die Durchlassspannung U_{D2} von D2 erreicht und mittels D2 auf diesen Wert geklemmt wird; C1 wird dann weiter mit der Zeitkonstante $(R1 + R2) \times C2$ auf den positiven Endwert $U_{C1e} = U1 - U_{D2}$ aufgeladen. Bei entsprechender niederohmiger Wahl von R1 und R2 wird demnach $u_{C2} = U_{th}$ rasch erreicht, d.h. das Einschalten von S erfolgt mit nur kleiner Verzögerung. Nach Ende der Aufladung von C1 fliesst stationär nur mehr ein relativ kleiner Einschalttruhestrom über den relativ hochohmigen Widerstand R3 (C2 stellt dann eine Unterbrechung dar), welcher für einen geringen Einschaltwiderstand von S sorgt.

[0005] Für das Ausschalten von S wird S1 gesperrt und nachfolgend S2 durchgeschaltet und damit C1 über R2, R4 und S2 parallel zu C2 geschaltet und damit C2 umgeladen, bis an C1 und C2 dieselbe Spannung liegt. C1 wird im Kapazitätswert so gewählt, dass u_{C1} jedenfalls die im Einschaltintervall vorliegende positive Polarität beibehält; letztlich liegt damit eine physikalisch negative innere Steuerspannung u_{C2} an (wie oben wird hier der detaillierte Ausschaltvorgang von S, welcher einsetzt, sobald u_{C2} den Wert U_{th} unterschreitet, nicht weiter betrachtet). Es sei einzig darauf hingewiesen, dass bei niederohmiger Wahl von R4 das Ausschalten wieder rasch, d.h. mit geringer Verzögerung, erfolgt und dass trotz der Speisung der Ansteuerschaltung mit nur einer Versorgungsspannung U_1 im Ausschaltintervall eine negative innere Steuerspannung u_{C2} gebildet werden kann. C1 wie auch C2 werden allerdings über den Einschaltstruhewiderstand R3 langsam entladen (für C2 erfolgt die Entladung über R4 – ggf. R1 – R3 – R2), sodass sich die negative innere Steuerspannung zusehends verringert.

[0006] Für das erneute Einschalten von S wird S2 gesperrt und S1 durchgeschaltet, womit C2 über den Pfad R1, C1, R2 wieder auf einen positiven Spannungswert $u_{C2} > U_{th}$ aufgeladen und so wieder ein niederohmiger Zustand von S erreicht wird. Die Höhe des initial auftretenden Einschaltsteuerstromes ist dabei von der Tiefe der vorgehenden Entladung von C1 über R3 im Ausschaltintervall abhängig. Vorteilhaft wird also R3 nicht zu hochohmig gewählt, um auch bei kurzer Ausschaltdauer eine hinreichende Spannungsverringering zu erreichen. Allerdings besteht damit ein Problem mit der Betriebssicherheit, wenn bei längerer Ausschaltdauer u_{C2} (bzw. u_{C1}) schliesslich auf Null abgebaut wird. Tritt dann innerhalb des Ausschaltintervalls eine steile Änderung der Schalterspannung u_S auf, wie dies bei Anordnung von elektronischen Schaltern in Brückenweitzkonfiguration zufolge des Schaltens des im Brückenweitz gegenüberliegenden Schalters der Fall ist, könnte durch den über die Millerkapazität C_M fliessenden Millerstrom eine Umladung von C1 bzw. C2 erfolgen, womit u_{C2} ev. Werte $u_{C2} > U_{th}$ erreichen würde, was trotz des anliegenden Ausschaltbefehls ein parasitäres Durchschalten von S und damit einen Brückenkurzschluss zur Folge hätte, der typischerweise zu einer Zerstörung von S führen würde.

[0007] Dieser nachteilige Effekt tritt auch für eine alternative Ausführung der Ansteuererschaltstufe auf, wo die Ansteuererschaltstufe durch Anordnung der Ansteuertransistoren S1 und S2 in Form eines zwischen p und 0 liegenden geschlossenen Ansteuerbrückenweitzes (direkte Serienschaltung von S1 und S2, siehe Fig. 2) gebildet wird und der Ausgang A der Schaltstufe zwischen S1 und S2 abgegriffen und über einen Einschaltwiderstand R1 an C1 geschaltet wird und von diesem Schaltungspunkt abzweigend ein Ausschaltwiderstand R4 über eine Diode D4 in Stromflussrichtung zurück nach A geführt wird. Weiters wird der Einschaltstruhewiderstand R3 von A ausgehend gegen den oberen Steueranschluss 1 gelegt oder direkt parallel zu C1 geschaltet. Diese Ausführung weist dieselbe Grundfunktion wie oben für den Einsatz eines offenen Ansteuerbrückenweitzes beschrieben auf, und im Wesentlichen dieselben Probleme bezüglich Betriebssicherheit.

[0008] Eine Möglichkeit eine höhere Betriebssicherheit zu erreichen ist, die Versorgung der Ansteuerschaltung bipolar auszuführen, d.h. eine zweite Versorgungsspannungsquelle U_2 vorzusehen, welche mit der positiven Klemme an die negative Klemme 0 von U_1 bzw. Bezugspotential gelegt wird. Der bisher mit Bezugspotential verbundene untere Ansteuertransistor S2 wird dann für offene oder geschlossene Brückenweitzstruktur anstatt gegen Bezugspotential gegen die negative Klemme n von U_2 geschaltet. Auch bei entladene Kondensator C1, d.h. für $u_{C1} = 0$ (z.B. bei Betriebsbeginn) liegt dann während des Ausschaltzustandes von S, d.h. im Einschaltintervall von S2, stationär die negative Spannung von $-U_2$ an Steueranschluss 1, womit eine höhere Spannungsreserve besteht, bevor eine negative Aufladung von C1 durch einen Millerstrom ein Einschalten von S bewirkt. Allerdings wird durch die zusätzliche Versorgungsspannung U_2 der Realisierungsaufwand der Ansteuerschaltung deutlich erhöht.

[0009] Aufgabe der Erfindung ist es daher, die dem Stand der Technik entsprechenden unipolaren Ansteuerschaltungen mit Blick auf Beibehaltung geringer Komplexität derart zu erweitern, dass unabhängig von der Dauer des Ausschaltzustandes bzw. des Tastverhältnisses (relative Dauer des Ausschaltintervalls bezogen auf die Gesamtdauer eines Ein- und Ausschaltzyklus)

- vor dem Wiedereinschalten eine definierte Spannung u_{C1} vorliegt und/oder
- der Koppelkondensator C1 zumindest nicht vollständig entladen werden kann und/oder
- ein im Ausschaltintervall auftretender Millerstrom keine Umladung von C1 bewirken kann.

[0010] Im Sinn der breiten Einsetzbarkeit sollen sämtliche Modifikationen ausser für unipolare auch für bipolare Versorgung der Ansteuerschaltung einsetzbar sein.

[0011] Die Aufgabe wird durch mindestens eine der Schaltungen gemäss den unabhängigen Patentansprüchen gelöst.

[0012] Die Ansteuerschaltung zur Ansteuerung eines Leistungstransistors, insbesondere eines Gate-Injection-Transistors, weist also auf:

- eine obere Klemme und eine untere Klemme eines Versorgungsanschlusses zum Anschluss an eine unipolare Ansteuerversorgungsspannungsquelle,

- einen ersten Steueranschluss und einen zweiten Steueranschluss zum Anschluss an einen anzusteuern den elektronischen Schalter;
- einen Koppelkondensator und eine Schaltstufe mit elektronischen Schaltern.

[0013] In einer ersten Schaltungsvariante

- ist mittels der Schaltstufe ein erster Strompfad vom ersten Steueranschluss durch den Koppelkondensator wahlweise zur oberen Klemme oder zur unteren Klemme bildbar,
- und weist die Ansteuerschaltung einen Einschalttruhestromwiderstand auf, welcher in einem zweiten Strompfad vom ersten Steueranschluss zu derselben Klemme des Versorgungsanschlusses, zu welcher jeweils der erste Strompfad führt, und parallel zum Koppelkondensator angeordnet ist.

[0014] In einer zweiten Schaltungsvariante

- ist mittels der Schaltstufe ein erster Strompfad vom ersten Steueranschluss (1) wahlweise zur oberen Klemme (p) oder zur unteren Klemme (0) bildbar, und ist der Koppelkondensator (C1) zwischen den zweiten Steueranschluss (2) und der unteren Klemme (0) geschaltet,
- und weist die Ansteuerschaltung einen Einschalttruhestromwiderstand (R3) auf, welcher in einem zweiten Strompfad vom zweiten Steueranschluss (2) zur unteren Klemme (0) des Versorgungsanschlusses und parallel zum Koppelkondensator (C1) angeordnet ist,

[0015] Dabei liegt, was für beide Schaltungsvarianten gilt, mindestens eines der folgenden Elemente vor:

- ein Begrenzungselement, welche eine Spannung über dem Koppelkondensator auf Werte nur einer Polarität begrenzt;
- ein Entladebegrenzungselement, welches eine Entladung des Koppelkondensators durch den Einschalttruhestromwiderstand auf eine Minimalspannung begrenzt;
- ein Steuerspannungsbegrenzungselement, welches eine Spannung zwischen dem ersten Steueranschluss und dem zweiten Steueranschluss, gemessen von zweiten zum ersten Steueranschluss, auf einen Maximalwert begrenzt;
- ein Verbindungsschalter zwischen dem ersten Steueranschluss und dem zweiten Steueranschluss, mit einer Zusatzsteuerung, welche dazu eingerichtet ist, den Verbindungsschalter vor einem erstmaligen Einschalten des Leistungstransistors durchzuschalten, um den Koppelkondensator aufzuladen, ohne dass der Leistungstransistor dadurch eingeschaltet wird.

[0016] Das Begrenzungselement begrenzt also die Spannung über dem Koppelkondensator auf nur positive oder nur negative Werte, je nachdem, wie die Polarität der Spannung definiert wird und gegebenenfalls je nach Typ des Leistungstransistors (p- oder n-Typ). Wenn beispielsweise zum Durchschalten des Leistungstransistors eine positive Spannung am Koppelkondensator liegt, so begrenzt das Begrenzungselement die Spannung auf positive Werte.

[0017] Der erste und der zweite Strompfad führen also beide vom ersten Steueranschluss entweder zur oberen Klemme oder zur unteren Klemme. Sie können abschnittsweise durch dieselben Elemente führen, wobei aber stets der Koppelkondensator und der Einschalttruhestromwiderstand parallele Strompfade führen. Somit erlaubt der Koppelkondensator einen kurzen und relativ hohen Strom und erlaubt der Einschalttruhestromwiderstand einen dauernden und relativ kleinen Strom zwischen dem ersten Steueranschluss und der jeweiligen Klemme.

[0018] Die Schaltung ist insbesondere geeignet für die Ansteuerung von Normally-Off-GaN-Gate-Injection-Transistoren.

[0019] In einer Ausführungsform ist das Begrenzungselement eine Diode, insbesondere eine Schottkydiode.

[0020] In einer Ausführungsform ist das Entladebegrenzungselement eine Diode, welche eine Entladung des Koppelkondensators durch den Einschalttruhestromwiderstand blockiert.

[0021] Diese Diode kann, bei offener Ausführung eines Ansteuerbrückenweiges, eine im ersten Strompfad und nicht im zweiten Strompfad geschaltete Diode sein, welche einen Stromfluss von der oberen Klemme zum Koppelkondensator, aber nicht umgekehrt zulässt.

[0022] Diese Diode kann, wenn Koppelkondensator und Einschalttruhestromwiderstand parallel zueinander geschaltet sind, eine direkt in Serie zum Einschalttruhestromwiderstand geschaltete Zenerdiode sein.

[0023] In einer Ausführungsform ist das Steuerspannungsbegrenzungselement eine Serienschaltung einer Zenerdiode und einer weiteren Diode.

[0024] In einer Ausführungsform ist die Zusatzsteuerung dazu eingerichtet, den Verbindungsschalter auszuschalten, wenn eine hinreichend hohe Spannung am Koppelkondensator aufgebaut ist.

[0025] Im Folgenden wird der Erfindungsgegenstand anhand von bevorzugten Ausführungsbeispielen, welche in den beiliegenden Zeichnungen dargestellt sind, näher erläutert. Es zeigen jeweils schematisch:

Fig. 1: Erste Grundform einer Ansteuerschaltung mit unipolarer Versorgung U_1 gemäss dem Stand der Technik mit Ausführung der Ansteuerschaltstufe in Form eines offenen Brückenzeiges; weiters dargestellt: Zeitverlauf der Spannung u_{C1} des Koppelkondensators C1 und der inneren Steuerspannung u_{C2} des Schalters S und der Steuersignale der Transistoren S1 und S2 der Transistorschaltstufe.

Fig. 2: Zweite Grundform einer Ansteuerschaltung mit unipolarer Versorgung U_1 gemäss dem Stand der Technik mit Ausführung der Ansteuerschaltstufe in Form eines geschlossenen Brückenzeiges.

Fig. 3: Erweiterungen der Schaltung nach Fig. 1; weiters dargestellt: Zeitverlauf der Spannung u_{C1} des Koppelkondensators C1 und der inneren Steuerspannung u_{C2} des Schalters S und der Steuersignale der Transistoren S1 und S2 der Transistorschaltstufe.

Fig. 4: Erweiterungen der Schaltung nach Fig. 2.

Fig. 5: Modifikation der Ansteuerschaltung nach Fig. 4 und zugehörige charakteristische Zeitverläufe von Steuersignalen und Spannungen. Durch die Modifikation wird bereits vor dem ersten Einschalten des elektronischen Schalters S zum Zeitpunkt t_2 eine negative innere Ansteuerspannung u_{C2} sichergestellt.

[0026] Es können die nachfolgend beschriebenen Schaltungserweiterungen 1–4 einzeln oder in Kombination vorliegen:

[0027] 1. Um innerhalb des Ausschaltintervalls das Umladen von C1 durch einen Millerstrom zu verhindern, wird parallel zu C1 ein Schaltungspfad eingefügt, der eine Umkehr der Polarität der Spannung u_{C1} verhindert. Im einfachsten Fall kann dieser Parallelpfad durch eine ausgehend vom oberen Steueranschluss 1 in Stromflussrichtung parallel zu C1 gelegte Klemmdiode DK mit geringer Durchlassspannung (z.B. eine Schottkydiode) realisiert werden, wie dies in Fig. 3 und Fig. 4 gezeigt ist. Da C1 im regulären Betrieb auch im Ausschaltintervall eine positive Spannung aufweist, welche für DK eine Sperrspannung darstellt, ist DK im regulären Betrieb nicht stromführend und daher ohne Einfluss auf den Betrieb der Ansteuerschaltung. Ein Vorteil von DK ist insbesondere beim ersten Einschalten von in einer Brückenstruktur angeordneten elektronischen Schaltern gegeben. C1 ist dann noch ungeladen und bei Einschalten des im Brückenweig gegenüberliegenden Schalters würde ggf. ohne DK eine negative Aufladung von C1 verursacht, welche zu einem parasitären Einschalten des Schalters S und damit zu einem Brückenkurzschluss führen könnte. Ist DK implementiert, wird der Millerstrom über DK abgeleitet, und somit eine Umladung von C1 bzw. ein Brückenkurzschluss verhindert. Diese Schaltungserweiterung durch DK ist für die Ausführung des Ansteuerbrückenzeiges in offener oder geschlossener Form einsetzbar. Weiters ist es unerheblich, ob die Ansteuerschaltung unipolar oder bipolar versorgt wird.

[0028] 2. Um innerhalb des Ausschaltintervalls eine zu starke Verringerung von u_{C1} und z_{C2} zu verhindern, welche die Gefahr eines parasitären Einschaltens durch einen Millerstrom erhöhen würde, wird der Einschalttruhestrompfad (parallel zu C1) derart ausgeführt, dass an C1 stationär eine definierte Spannung u_{C1min} verbleibt. Für den Fall, dass der Einschalttruhestrompfad direkt parallel zu C1 liegt, ist dies sowohl für die offene als auch geschlossene Ausführung des Ansteuerbrückenzeiges einfach durch eine Zenerdiode ZD3 mit einer Zenerspannung $U_{Z3} > u_{C1min}$ in Serie zu R3 erreichbar (siehe Fig. 4), welche so orientiert ist, dass bei Fließen des Einschalttruhestroms die Zenerspannung das Auftreten einer Spannung positiver Polarität an C1 bewirkt. Anzumerken ist, dass bei Einfügen der Zenerdiode ZD3 nur mehr die Differenz $U_1 - (U_{Z3} + U_{D2})$ an den im Einschalttruhestrompfad liegenden Widerständen verbleibt und R3 so gewählt werden muss, dass der erforderliche Einschalttruhestromwert erreicht wird. Für die geschlossene Ausführung des Ansteuerbrückenzeiges kann der Einschalttruhestromwiderstand R3 mit Serien-Zenerdiode ZD3 auch direkt abzweigend vom Ausgang A des Ansteuerbrückenzeiges angeordnet werden, ohne dass die vorstehend beschriebene Funktion beeinträchtigt wird.

Alternativ kann bei offener Ausführung des Ansteuerbrückenzeiges eine tiefe Entladung von C1 auch dadurch verhindert werden, dass eine Diode DB1 in Stromflussrichtung gegen C1 zeigend eingefügt und der Einschalttruhestromwiderstand R3 nicht direkt parallel zu C1, sondern ausgehend vom Schaltungspunkt zwischen R1 und DB1 gegen den oberen Steueranschluss 1 angeordnet wird (siehe Fig. 3) oder zwischen S1 und R1. Somit ist innerhalb des Ausschaltintervalls eine Entladung von C1 über R1 und R3 durch DB1 blockiert. Es ist somit keine Zenerdiode ZD3 erforderlich, was insbesondere bei kleinen Versorgungsspannungen U_1 und damit Kondensatorspannungswerten u_{C1} von Vorteil ist.

[0029] 3. Anordnung eines Spannungsbegrenzungszweiges parallel zum Steuereingang des Transistors, wobei eine physikalisch vom unteren Steueranschluss 2 gegen den oberen Steueranschluss 1 gerichtete Spannung auf einen Maximalwert U_{21lim} begrenzt wird (siehe Fig. 3 und Fig. 4). Nach dem Anlegen eines Ausschaltbefehles wird dann C1 rasch von $U_1 - U_{D2}$ auf U_{21lim} entladen und einerseits eine hinreichend hohe negative Gate-Source-Spannung und andererseits

eine hinreichend hohe Differenz von u_{C1} gegenüber U_1 sichergestellt, welche beim nachfolgenden Einschalten einen initial hohen Einschaltstrom über S_1 , R_1 , C_1 , R_2 , C_2 treibt und somit ein rasches Aufladen von C_2 auf $u_{C2} = U_{th}$ garantiert. Im einfachsten Fall kann der Spannungsbegrenzungsweig durch eine Zenerdiode ZD_{12} mit Seriendiode SD_{12} realisiert werden, wobei die Zenerspannung und auch die Seriendiode in Stromflussrichtung physikalisch vom unteren Steueranschluss 2 zum oberen Steueranschluss 1 gerichtet sind. Für die Zenerspannung U_{ZD12} von ZD_{12} ist dann ein Wert $U_{21lim} - U_{FSD}$ zu wählen, wobei U_{FSD} die Vorwärtsspannung von SD_{12} bezeichnet. Vorteilhaft kann damit für C_1 ein hoher Kapazitätswert gewählt werden, womit eine Änderung von u_{C1} durch einen Millerstrom innerhalb des Ausschaltintervalls gering gehalten werden kann. Ohne den Spannungsbegrenzungsweig würde die Entladung von u_{C1} nach der anfänglichen Spannungsabnahme als Folge der Umladung von C_2 relativ langsam, bestimmt durch die Werte von R_4 und R_2 , erfolgen (bei Ausführung des Ansteuerbrückenweiges in offener Brückenweigschaltung), und damit bei kurzen Ausschaltzeiten eine u.U. zu geringe Spannungsverringernng erfolgen, sodass beim nächsten Einschalten des Schalters S nur ein relativ geringer initialer Ladestrom für C_2 verfügbar wäre.

[0030] 4. Herstellen einer definierten Anfangsspannung an C_1 vor dem ersten Einschalten des Schalters S (der Kondensator C_1 wird vor dem ersten Einschalten auf eine Spannung $u_{C1} > 0$ gebracht): ein Transistor T_{12} (in den Figuren nicht dargestellt) oder allgemein ein Verbindungsschalter ist dazu parallel zum Steuereingang, d.h. in Stromflussrichtung, zwischen oberem Steuereingang 1 und unterem Steuereingang 2 angeordnet. Der Verbindungsschalter ist beim erstmaligen Einschalten von S_1 durchgeschaltet, sodass C_1 auf eine positive Spannung aufgeladen werden kann, ohne dass der Schalter S eingeschaltet wird. Damit ist dann beim Ausschalten eine negative Spannung u_{C2} erzeugbar, welche ein Einschalten zufolge des Millereffekts unterbindet. Der Transistor T_{12} kann vorteilhaft antiparallel zu SD_{12} (siehe 3.) gelegt werden, womit eine explizite Diode SD_{12} u.U. entfallen kann, da bei Implementierung von T_{12} durch einen MOSFET dieser eine parasitäre antiparallele interne Diode aufweist. Der Transistor T_{12} kann nach einem Ein-Ausschaltspiel oder erst nach mehreren Ein-Ausschaltspielen bzw. allgemein dann ausgeschaltet werden, wenn eine hinreichend hohe Spannung an C_1 aufgebaut ist.

[0031] Eine Modifikation der Ansteuerschaltung nach Fig. 4, welche bereits vor dem ersten Einschalten des elektronischen Schalters eine negative innere Steuerspannung u_{C2} sicherstellt und den elektronischen Schalter somit sicher im ausgeschalteten Zustand hält, ist in Fig. 5 gezeigt. Weiters sind dort charakteristische Zeitverläufe der Steuersignale S_1 und S_2 der Transistoren des Ansteuerbrückenweiges und der Spannung u_{C1} des Koppelkondensators C_1 und der inneren Ansteuerspannung u_{C2} des zu steuernden elektronischen Schalters S angegeben.

[0032] Die Parallelschaltung aus Koppelkondensator C_1 und Klemmdiode DK und der Serienschaltung von Zenerdiode ZD_3 und Widerstand R_3 (im Folgenden auch als Koppereinheit bezeichnet) wird dabei aus der Verbindung des Ausgangs des Ansteuerbrückenweiges S_1 und S_2 mit dem oberen Steueranschluss 1 in die Verbindung des unteren Steueranschlusses 2 mit der negativen Klemme der Ansteuerversorgungsspannungsquelle U_1 verschoben, wobei dann die positive Klemme des Koppelkondensators C_1 und die Kathode der Klemmdiode DK und der Zenerdiode ZD_3 am unteren Steueranschluss 2 zu liegen kommen; weiters wird ein Ladewiderstand R_5 zwischen der positiven Klemme p der Ansteuerversorgungsspannungsquelle U_1 und dem unteren Steueranschluss 2 eingefügt.

[0033] Liegt die Koppereinheit im geschalteten Pfad, wird dies als erste Schaltungsvariante bezeichnet, liegt die Koppereinheit im nicht geschalteten Pfad zur negativen Klemme, wird dies als zweite Schaltungsvariante bezeichnet.

[0034] Mit dem zu Beginn des Hochlaufs der Ansteuerschaltung stattfindenden Anlegen der Ansteuerversorgungsspannung U_1 in einem Anschlusszeitpunkt $t-1$ wird dann der Koppelkondensator C_1 über den Ladewiderstand R_5 auf eine positive, durch ZD_3 definierte Spannung U_{ZD3} aufgeladen, die Transistoren S_1 und S_2 befinden sich im ausgeschalteten Zustand. Mit anliegender Ansteuerversorgungsspannung U_1 beginnt dann auch eine in Fig. 5 nicht gezeigte lokale Signalverarbeitungseinheit in t_0 zu arbeiten; S_2 wird durch diese Signalverarbeitungseinheit durchgeschaltet, S_1 verbleibt vorerst gesperrt. Damit kommt der aus der Serienschaltung von Zenerdiode ZD_{21} und Seriendiode SD_{21} gebildete Spannungsbegrenzungsweig und die Parallelschaltung aus Einschaltwiderstand R_1 und Ausschaltwiderstand R_4 mit Seriendiode D_4 parallel zu C_1 zu liegen und die Spannung an C_1 wird auf die Zenerspannung von ZD_{21} , d.h. auf U_{21lim} , abgesenkt. Die dann zwischen unterem Steueranschluss 2 und oberem Steueranschluss 1 anliegende Spannung führt zu einer Aufladung der ansteuerseitigen inneren Ersatzkapazität C_2 des elektronischen Schalters S auf eine negative Steuerspannung $u_{C2} = -U_{21lim}$ und somit zu einem sicheren Sperren des Schalters S , bis in einem zweiten Zeitpunkt t_2 der eigentliche Schaltbetrieb des elektronischen Schalters S beginnt.

[0035] In dem zweiten Zeitpunkt t_2 wird dann S_2 abgeschaltet und S_1 eingeschaltet, und damit die volle Ansteuerversorgungsspannung U_1 an die Serienschaltung der inneren ansteuerseitigen Ersatzschaltung des Schalters S – gebildet aus innerem Ansteuerwiderstand R_2 und der Parallelschaltung aus innerer Ersatzkapazität C_2 und Diode D_2 – und der Koppelkapazität C_1 gelegt. Die damit resultierende Aufladung von C_2 auf die Durchlassspannung U_{D2} von D_2 führt zu einem Überschreiten der Einschaltswellspannung U_{th} und damit zu einem Einschalten des elektronischen Schalters S . Die Differenzspannung $U_1 - U_{D2}$ wird gemäss der Serienschaltung von der Koppelkapazität C_1 übernommen, d.h. C_1 auf $u_{C1} = U_1 - U_{D2}$ aufgeladen.

[0036] Alternativ zu den vorstehend beschriebenen Abläufen kann der Hochlauf der Ansteuerschaltung auch so erfolgen, dass die Ansteuerversorgungsspannung erst in einem Startzeitpunkt t_0 angelegt wird und de facto gleichzeitig die lokale Signalverarbeitungseinheit zu arbeiten beginnt und S_2 durchschaltet und S_1 sperrt. Die Spannung u_{C1} an C_1 wird dann

wieder über den Ladewiderstand R5 aufgebaut, wobei nun jedoch das zwischen negativem Steueranschluss 2 und positivem Steueranschluss 1 liegende Spannungsbegrenzungsglied (Serienschaltung von ZD21 und SD21) den Spannungsendwert bestimmt, also in einem ersten Zeitpunkt t1 nur ein Spannungsendwert U21lim erreicht wird. Die Abläufe ab dem zweiten Zeitpunkt t2 entsprechen dann wie in Fig. 5 dargestellt den oben beschriebenen Verhältnissen.

[0037] Für das Abschalten des elektronischen Schalters wird S1 in einem dritten Zeitpunkt t3 gesperrt und S2 durchgeschaltet, womit die anfangs an C1 liegende Spannung U1–UD2 in Richtung einer den Schalter sperrenden Ansteuerungsspannung $u_{C2} = -U_{21lim}$ an die Serienschaltung – gebildet aus innerer ansteuerseitiger Ersatzschaltung des Schalters S mit parallelem Begrenzungszweig ZD21 und SD21 und der Parallelschaltung von R1 und R4 mit Seriodiode D4 – gelegt wird. Entsprechend wird C2 auf eine negative Spannung U21lim umgeladen, d.h. dass eine negative, jedenfalls unter der Einschaltsschwellenspannung Uth liegende innere Steuerspannung $u_{C2} = -U_{21lim}$ auftritt und der elektronisch Schalter S sicher gesperrt wird. Wie oben beschrieben, tritt dann die Spannung U21lim auch an C1, allerdings in positiver Richtung $u_{C1} = U_{21lim}$, auf, womit wieder gleiche Verhältnisse wie vor dem ersten Einschalten in t2 vorliegen.

[0038] Die Funktion der Klemmdiode DK wie auch die übrige Funktion der Serienschaltung aus ZD3 und R3 bleibt wie für Fig. 4 beschrieben und wird hier daher nicht weiter ausgeführt.

[0039] Neben der in Fig. 5 gezeigten Ausführung ist auch eine Ausführung der Ansteuerschaltstufe als offener Brücken-zweig (vgl. Fig. 1) und mit in die Verbindung des unteren Steueranschlusses 2 mit der negativen Klemme der Ansteu-erversorgungsspannungsquelle U1 geschalteter Koppereinheit möglich. Dabei ist der obere Serienwiderstand (Einschaltwi-derstand) R1 dann direkt mit dem der positiven Klemme p der Ansteuerversorgungsspannungsquelle U1 abgewandten Anschluss des oberen Ansteuertransistors S1 verbunden, kann die Diode D4 entfallen und wird der untere Serienwi-derstand R4 (Ausschaltwiderstand) direkt an den der negativen Klemme n der Ansteuerversorgungsspannung abgewandten Anschluss des unteren Ansteuertransistors S2 gelegt.

Anmerkungen:

[0040]

- Die Hauptelemente 1.), 2.), 3.) sind getrennt jede für sich und auch in beliebiger Kombination einsetzbar. Ebenso so sind sie bei der ersten wie auch der zweiten Schaltungsvariante sinngemäss einsetzbar.
- Die Seriodiode zur Verhinderung der Entladung von C1 im Ausschaltintervall ist nur bei offener Ansteuer-brücken-zweigstruktur einsetzbar. Es kann dann alternativ auch eine Zenerdiode ZD3 in Serie zu R3 eingesetzt werden; bei geschlossener Struktur des Ansteuerbrücken-zweiges ist nur die Zenerdiode ZD3 sinnvoll einsetzbar.
- 4.) dient dem Herstellen eines definierten Anfangszustandes beschreibt damit eine Massnahme, welche im sta-tionären Betrieb nicht mehr wirksam ist.

Patentansprüche

1. Ansteuerschaltung zur Ansteuerung eines Leistungstransistors, wobei die Ansteuerschaltung

- eine obere Klemme (p) und eine untere Klemme (0) eines Versorgungsanschlusses zum Anschluss an eine uni-polare Ansteuerversorgungsspannungsquelle aufweist,
- einen ersten Steueranschluss (1) und einen zweiten Steueranschluss (2) zum Anschluss an einen anzusteuern-den elektronischen Schalter aufweist;
- einen Koppelkondensator (C1) und eine Schaltstufe mit elektronischen Schaltern (S1, S2) aufweist, wobei
- in einer ersten Schaltungsvariante mittels der Schaltstufe ein erster Strompfad vom ersten Steueranschluss (1) durch den Koppelkondensator (C1) wahlweise zur oberen Klemme (p) oder zur unteren Klemme (0) bildbar ist,
 - und die Ansteuerschaltung einen Einschaltstromwiderstand (R3) aufweist, welcher in einem zweiten Strompfad vom ersten Steueranschluss (1) zu derselben Klemme des Versorgungsanschlusses, zu welcher jeweils der erste Strompfad führt, und parallel zum Koppelkondensator (C1) angeordnet ist,
- in einer zweiten Schaltungsvariante mittels der Schaltstufe ein erster Strompfad vom ersten Steueranschluss (1) wahlweise zur oberen Klemme (p) oder zur unteren Klemme (0) bildbar ist und der Koppelkondensator (C1) zwi-schen den zweiten Steueranschluss (2) und der unteren Klemme (0) geschaltet ist,
 - und die Ansteuerschaltung einen Einschaltstromwiderstand (R3) aufweist, welcher in einem zweiten Strompfad vom zweiten Steueranschluss (2) zur unteren Klemme (0) des Versorgungsanschlusses und pa-rallel zum Koppelkondensator (C1) angeordnet ist,

wobei beide Schaltungsvarianten dadurch gekennzeichnet sind, dass mindestens eines der folgenden Elemente vorliegt:

- ein Begrenzungselement, welches eine Spannung über dem Koppelkondensator (C1) auf Werte nur einer Polarität begrenzt;
 - ein Entladebegrenzungselement, welches eine Entladung des Koppelkondensators (C1) durch den Einschaltstromwiderstand (R3) auf eine Minimalspannung begrenzt;
 - ein Steuerspannungsbegrenzungselement, welches eine Spannung zwischen dem ersten Steueranschluss (1) und dem zweiten Steueranschluss (2), gemessen von zweiten zum ersten Steueranschluss, auf einen Maximalwert (U_{21lim}) begrenzt;
 - ein Verbindungsschalter zwischen dem ersten Steueranschluss (1) und dem zweiten Steueranschluss (2), mit einer Zusatzsteuerung, welche dazu eingerichtet ist, den Verbindungsschalter vor einem erstmaligen Einschalten des Leistungstransistors durchzuschalten, um den Koppelkondensator (C1) aufzuladen, ohne dass der Leistungstransistor dadurch eingeschaltet wird.
2. Ansteuerschaltung gemäss Anspruch 1, wobei das Begrenzungselement eine Diode (DK) ist, insbesondere eine Schottkydiode.
 3. Ansteuerschaltung gemäss Anspruch 1 oder 2, wobei das Entladebegrenzungselement eine Diode ist, welche eine Entladung des Koppelkondensators (C1) durch den Einschaltstromwiderstand (R3) blockiert.
 4. Ansteuerschaltung gemäss Anspruch 1 oder 2 oder 3, wobei das Steuerspannungsbegrenzungselement eine Serienschaltung einer Zenerdiode (ZD12) und einer weiteren Diode (SD12) ist.
 5. Ansteuerschaltung gemäss Anspruch 1 oder 2 oder 3 oder 4, wobei die Zusatzsteuerung dazu eingerichtet ist, den Verbindungsschalter auszuschalten, wenn eine hinreichend hohe Spannung am Koppelkondensator (C1) aufgebaut ist.

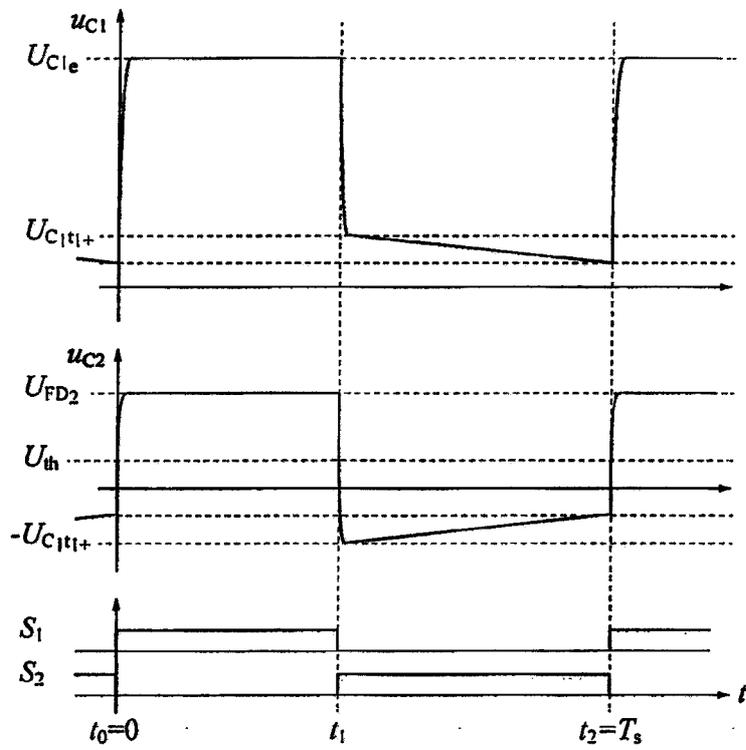
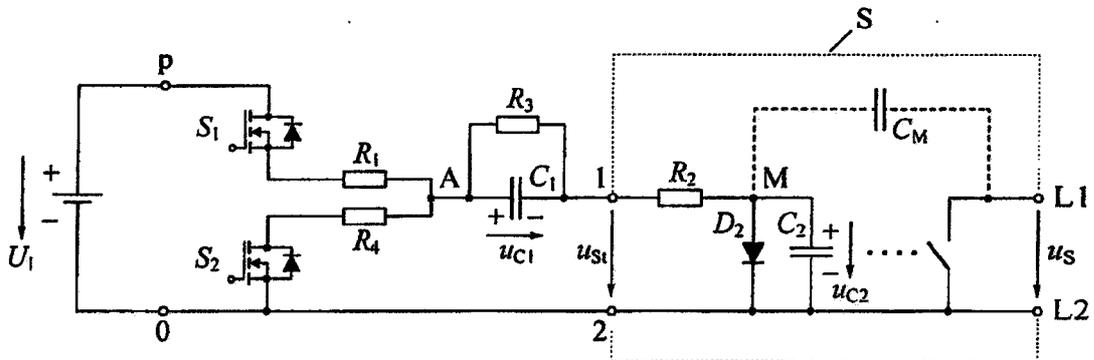


Fig. 1

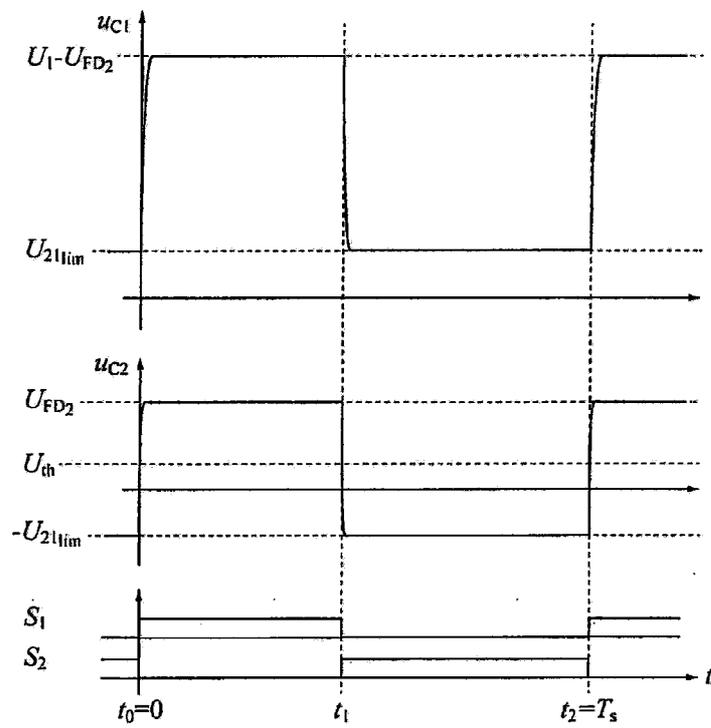
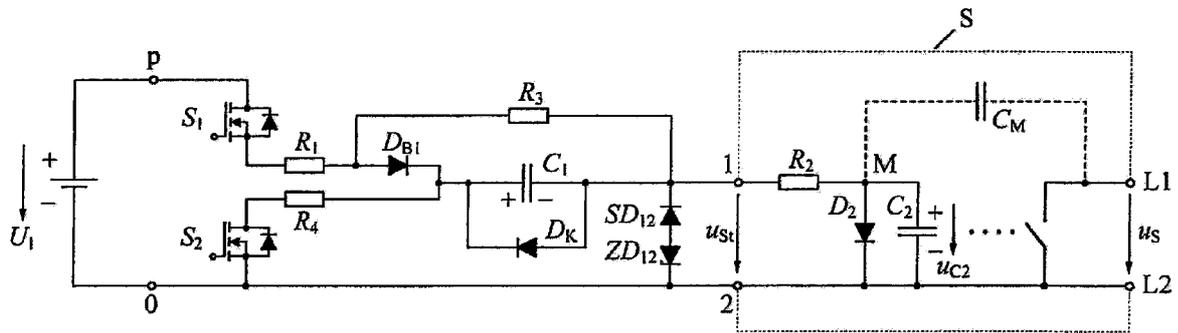


Fig. 3

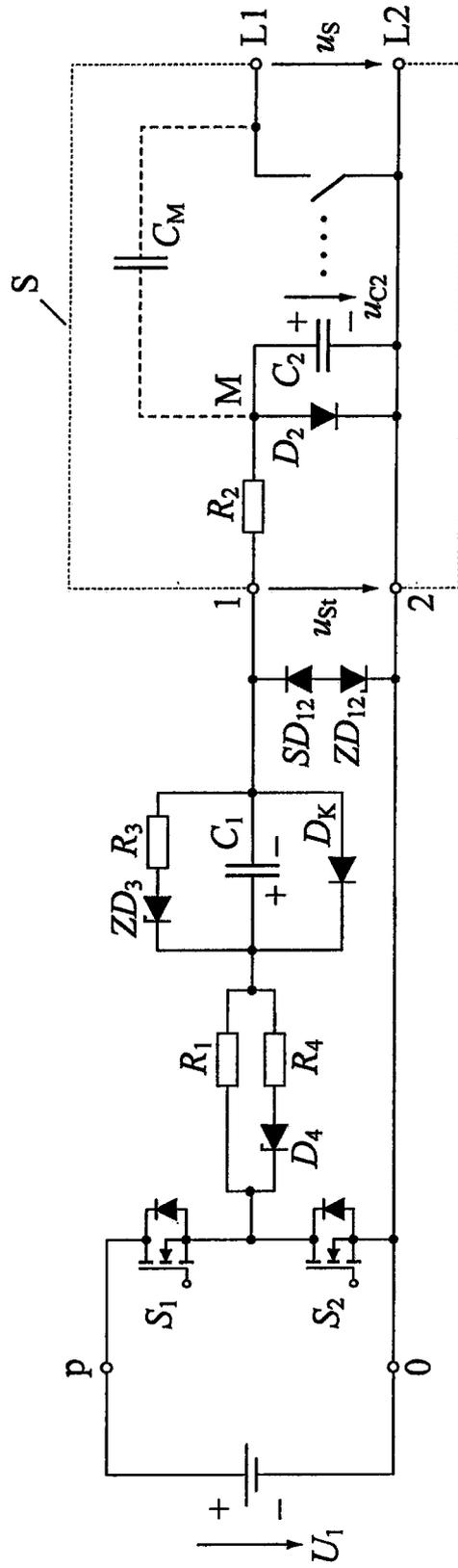


Fig. 4

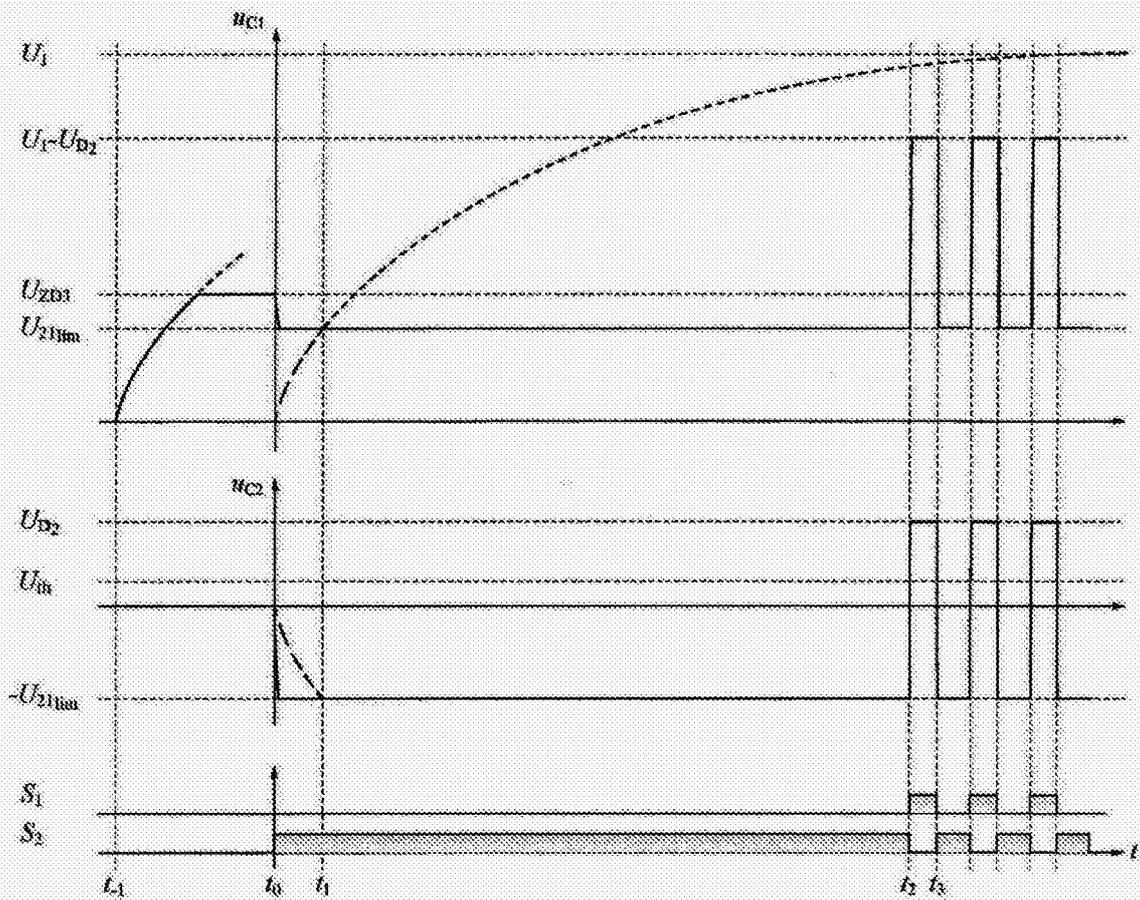
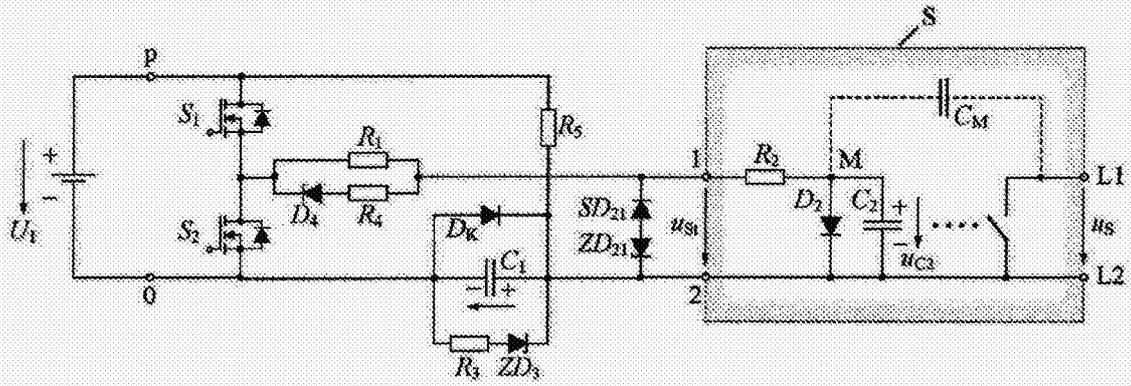


Fig. 5