



Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Bereitstellen einer Niedervoltspannung für eine Last (RL), insbesondere für Halbleiter-ICs, sowie Niederspannungs-Versorgungsschaltung. Letztere ist versehen mit Eingangsanschlüssen (1, 2) für eine Eingangs-Spannungsquelle (SQ), deren Spannung höher als die zu erzeugende Niederspannung ist, mit Ausgangsanschlüssen (3, 4) für die Last (RL), mit einer parallel zu den Eingangsanschlüssen (1, 2) geschalteten Serienschaltung aus; a) einem mit dem Anlaufwiderstand (R2), b) einem steuerbaren elektronischen Schalter (X1) und c) einem Energiespeicher (C4), der mit den Ausgangsanschlüssen (3, 4) verbunden ist, wobei der Energiespeicher (C4) im sog. Linearbetrieb über den Schalter (X1) aufgeladen wird und aus der Ladung eine Anlaufspannung für die Last (RL) generierbar ist. Weiterhin weist sie; d) Mittel (CT) zur Erzeugung von Schaltimpulsen für den Schalter (X1) zum Betreiben desselben im sog. Impulsbetrieb, auf wobei der Energiespeicher (C4) und der Schalter (X1) Teile eines Schaltreglers bzw. Gleichspannungswandlers bilden, derart, dass aus der Ladung des Energiespeichers (C4) eine Betriebsspannung für die Last (RL) generierbar ist.

**Betriebsgerät für Leuchtmittel mit Niedervolt-
Spannungsversorgung**

5

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf das Gebiet der sog. Niedervolt-Spannungsversorgung für eine Last, insbesondere für aktive Halbleiter-ICs. Die Erfindung
10 bezieht sich insbesondere auf Betriebsgeräte für Leuchtmittel (bspw. LEDs, OLEDs, Halogen, Niederdruck- und Hochdruck-Gasentladungslampen).

Typischerweise liegen diese DC-Versorgungsspannungen in
15 einem Bereich von unter 15 Volt DC. Grundsätzlich ist es aus dem Stand der Technik im Bereich von Betriebsgeräten für Leuchtmittel bekannt, dass für eine Startphase des Betriebsgeräts unmittelbar nach dem Einschalten der Netzspannungsversorgung aus dieser eine erste Anlauf-
20 Niederspannung generiert wird. Dazu wird bspw. einer Serienschaltung aus einem Anlaufwiderstand, einem elektronischen steuerbaren Schalter und einem Energiespeicher durch Schließen des Schalters die (gleichgerichtete) Netzspannung zugeführt. Bei dem
25 Schalter handelt es sich in der Regel um einen Transistor und bei dem Energiespeicher um einen Ladekondensator, vorzugsweise einen Elektrolytkondensator.

An dem Kondensator liegt somit eine Gleichspannung an.
30 Diese Gleichspannung läuft von Null bis zu einem bestimmten Spannungswert unterhalb von 15 Volt hoch, der dann mehr oder weniger konstant gehalten wird.

Diese Gleichspannung versorgt dann eine aktive Steuerschaltung des Betriebsgeräts, die üblicherweise getaktete Baugruppen des Betriebsgeräts ansteuert. Nur in Zeitdauern, in denen die Steuerschaltung diese Baugruppen ordnungsgemäss taktet, kann dann eine Spannungsversorgung für die Steuerschaltung ausgehend von einer getakteten Baugruppe erfolgen, und die Verlustleistung des mit Netzspannung versorgten Anlaufwiderstands kann ggf. abgeschaltet werden.

10

Es versteht sich, dass bei vertretbarer Verlustleistung, die durch den Stromfluss in dem Anlaufwiderstand und dem den Schalter bildenden Transistor bedingt ist, die dem Ladekondensator entnehmbare Leistung begrenzt ist.

15 Dementsprechend dient die Anlaufspannung in der Regel nur zum Einleiten der Startphase oder zur Deckung eines besonders geringen Leistungsbedarfs einer Last, es sei denn man nimmt eine höhere Verlustleistung in Kauf.

20 Bei einer in der DE 10 2008 016 754 A1 beschriebenen bekannten Niederspannungs-Versorgungsschaltung, die Teil eines Betriebsgerätes für ein Leuchtmittel ist, wird der Ladekondensator deshalb nach Durchlaufen der Startphase, die hier auch als „Linearbetrieb“ bezeichnet wird, mit dem Mittelabgriff einer Gleichrichter-Halb- oder Vollbrücke verbunden. Die Halb- bzw. Vollbrücke ist in dem Betriebsgerät ohnehin vorhanden ist und Teil eines Spannungswandlers zur Versorgung des Leuchtmittels ist. Die so auf den Ladekondensator übertragene Leistung ist

25

30 ausreichend, um in der auf die Startphase folgenden Phase auch einen höheren Leistungsbedarf einer an den Ausgang der Niederspannungs-Versorgungsschaltung angeschlossenen Last zu decken.

Die vorstehend beschriebene bekannte Niederspannungs-Versorgungsschaltung hat jedoch die folgenden Nachteile:

- 5 1. Sie ist nicht unabhängig steuerbar.
2. Das Leistungsangebot ist abhängig von der Halb- oder Vollbrückenfrequenz. Die bekannte Schaltung muss so dimensioniert sein, dass sie bei niedriger
10 Frequenz, also bei 100% Licht die benötigte Leistung liefert. Das bedeutet für den Dimmbetrieb, dass die infolge höherer Frequenz zuviel gelieferte Leistung über Zenerdioden „vernichtet“ werden muss, was nutzlose Verluste
15 verursacht.
3. Wenn die Halb- oder Vollbrücke nicht in Betrieb ist („Stand-By“), muss die benötigte Leistung im Linearbetrieb bereitgestellt werden, was wiederum
20 mit einer höheren Verlustleistung erkauft werden muss.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren zum Bereitstellen einer Niedervoltspannung für eine Last
25 zu schaffen, insbesondere für Halbleiter-ICs, die vorzugsweise Anwendung in Betriebsgeräten für Leuchtmittel finden, sowie eine entsprechende Niederspannungs-Versorgungsschaltung, mit denen wenigstens einer der beschriebenen Nachteile des Standes der Technik verringert
30 wird.

Den in den unabhängigen Ansprüchen angegebenen Lösungen liegen folgende Überlegungen zugrunde:

Die Anlaufphase und die dafür notwendigen Bauelemente, wie Anlaufwiderstand, Schalter und Energiespeicher werden beibehalten. Der erhöhte Energiebedarf soll jedoch nicht mehr durch Anzapfen einer externen Energiequelle, wie
5 bspw. der Halb- oder Vollbrücke eines Betriebsgerätes, sondern von der mit Netzspannung gespeisten Niederspannungs-Versorgungsschaltung selbst gedeckt werden. Dazu wird Niederspannungs-Versorgungsschaltung mit den erwähnten bereits vorhandenen Bauelementen selektiv,
10 d.h. abhängig vom aktuellen Zustand des Betriebsgeräts, in einen sog. „Impulsbetrieb“ (im Gegensatz zu dem bereits beschriebenen „Linearbetrieb“) versetzt, um dann als Schaltregler oder Gleichspannungswandler betrieben zu werden.

15 Die im Impulsbetrieb bereitgestellte Leistung der Niedervolt-Versorgungsschaltung ist höher als die im Linearbetrieb übertragene Leistung, somit sind auch die Impulsströme höher als die Dauerströme im Linearbetrieb.

20 Die verschiedenen Typen von möglichen Schaltreglern bzw. Gleichspannungswandlern sind beispielsweise in dem Buch von U. Tietze und Ch. Schenck „Halbleiter-Schaltungstechnik“, Springer-Verlag, 9. Auflage auf den
25 Seiten 563-586 beschrieben.

Wenn die Eingangs-Spannungsquelle das Wechselstromnetz ist, ist die Frequenz der Schaltimpulse für den Schalter höher, vorzugsweise sehr viel höher als die Netzfrequenz
30 gewählt werden. Als Eingangsspannung kommt indessen auch eine DC-Quelle in Frage.

Als Energiespeicher eignet sich ein Ladekondensator, vorzugsweise ein Elektrolytkondensator.

Zur praktischen Realisierung eines Schaltreglers bzw. Gleichspannungswandlers wird weiterhin vorgeschlagen, dass der Serienschaltung aus Anlaufwiderstand, Schalter, und Energiespeicher noch die Primärwicklung eines Transformators hinzugefügt wird, dessen Sekundärwicklung in Serie mit einer Gleichrichter-Diode parallel zu dem Ladekondensator geschaltet ist, wobei der Schalter, der Transformator, die Gleichrichter-Diode und der Ladekondensator dann einen Sperrwandler bilden können.

Zweckmäßigerweise werden der Schalter mit einer Strombegrenzungsschaltung und der Energiespeicher mit einer Spannungsbegrenzungsschaltung verbunden. Diese kann beispielsweise aus einer zu dem Energiespeicher parallel geschalteten Zener-Diode bestehen.

Die Mittel zum Erzeugen der Schaltimpulse für den Schalter können von einem Controller gebildet sein, der - jedenfalls bei Verwendung der Niederspannungs-Versorgungsschaltung in einem Betriebsgerät für eine Leuchtmittel in der Regel ohnehin vorhanden ist. Der Controller kann auch gleichzeitig als Spannungsregler wirksam sein.

Eine weitere wichtige Weiterbildung der Erfindung kann darin bestehen, dass der Steuereingang des Schalters mit einer Ladungspumpe verbunden ist, welche die aus der Ladung des Energiespeichers generierte Betriebsspannung auswertet und nach einem Wechsel der Betriebsart von Linearbetrieb auf Impulsbetrieb eine Potentialanhebung der

Schaltimpulse am Steuereingang des Schalters bewirkt, derart, dass die Schaltimpulse für den Schalter dessen Schwellspannung beim Umschalten sicher überwinden.

- 5 Ausführungsbeispiele der erfindungsgemäßen Niederspannungs-Versorgungsschaltung werden nachfolgend anhand der Zeichnungen beschrieben.

Es zeigen:

10

Figur 1 eine erste Ausführungsform der Niederspannungs-Versorgungsschaltung,

15

Figur 2 eine zweite Ausführungsform der Niederspannungs-Versorgungsschaltung, die sich von der ersten Ausführungsform nur bezüglich der Spannungsbegrenzung und der speziellen Ausführung der Ladungspumpe unterscheidet.

20

Die in **Figur 1** dargestellte Niederspannungs-Versorgungsschaltung dient dazu, aus der höheren Spannung einer Eingangs-Spannungsquelle SQ eine Niederspannung Vcc zu erzeugen, mit der aktive Halbleiter-ICs, wie z.B. ASICs
25 gespeist werden können. Die zu erzeugende Niederspannung Vcc ist im vorliegenden Fall eine Gleichspannung von bspw. maximal 12 Volt. Die Eingangsspannung ist im stationären Betrieb eine Gleichspannung mit bspw. 400 Volt. Da diese Eingangsspannung mit aktiv getakteten Bauteilen (bspw.
30 aktiver PFC) ausgehend von einer Netzwechselspannung erzeugt wird, kann sie im Anlauf- oder Standbyfall (PFC noch nicht eingeschaltet bzw. ausgeschaltet) gleich dem Scheitelwert der anliegenden Netzspannung sein.

Die Eingangs-Spannungsquelle SQ ist mit den Eingangsanschlüssen 1 und 2 der Schaltung verbunden. Dementsprechend wird die Eingangsspannung einer
5 Serienschaltung aus einem optionalen Trennschalter SW (mit einem Innenwiderstand, der durch R1 dargestellt ist), der Primärwicklung L1 eines Transformators TR, einem steuerbaren elektronischen Schalter X1 (in Form eines Leistungs-FETs) und einer an den Ausgangsanschlüssen 3 und
10 4 liegenden Last RL zugeführt.

Der optionale Trennschalter SW schaltet in gewissen Zuständen die dargestellte Schaltung völlig ab, um die Verluste auf Null zu begrenzen. Dies ist insbesondere
15 möglich, wenn elektrische Energie für eine Steuerschaltung aus einer Busleitung bezogen werden kann (bspw. wenn der Ruhezustand des Busprotokolls ungleich Null ist). Der Schalter SW wird von einer nicht dargestellten Standby-Steuerschaltung angesteuert.

20

Der Ohm'sche Anlaufwiderstand ist mit R2 bezeichnet. Im Anlauffall wird über den Anlaufwiderstand R2 die Serienschaltung der Kondensatoren C2, C3 aufgeladen und damit über den Knotenpunkt R2, C2, R3 das Gate von X1
25 angesteuert. Der Schalter X1 ist damit im Linearbetrieb.

Die Last RL repräsentiert bspw. zu versorgende aktive Halbleiter-ICs. Parallel zum Ausgang 3, 4 liegt ferner ein Ladekondensator C4, der bspw. von einem
30 Elektrolytkondensator gebildet ist. Weiterhin liegt parallel zum Ausgang 3, 4 die Serienschaltung aus der Sekundärwicklung L2 des Transformators TR und einer

Gleichrichter-Diode D5. Und schließlich liegt über dem Ausgang 3, 4 noch eine Zener-Diode D4.

5 Zur Unterscheidung wird der steuerbare elektronische Schalter X1 nachfolgend durchgehend als „Schalter“ bezeichnet, während der optionale Trennschalter SW nachfolgend auch durchgehend „Trennschalter“ genannt wird.

10 Der Ladekondensator C4 hat die Funktion eines Energiespeichers. Die Zener-Diode D4 dient zur Begrenzung der über dem Ladekondensator C4 abfallenden Spannung auf die Zener-Spannung von - im vorliegenden Fall - 12 Volt.

15 Um den durch den Schalter X1 fließenden Strom zu begrenzen, ist eine Strombegrenzungsschaltung vorgesehen, die aus einem Shunt (Widerstand zum Abgriff eines Spannungssignals) R5, einem zu diesem parallel geschalteten Ladekondensator C1 und einem Strombegrenzungs-Transistor Q1 besteht. Die Emitter-Basis-
20 Strecke des Transistors Q1 ist zu dem Shunt R5 und dem Kondensator C1 parallel geschaltet. Die Basis des Transistors Q1 liegt an der Source-Elektrode des Schalters X1, und der Kollektor ist über einen Vorwiderstand R3 mit der Gate-Elektrode von X1 verbunden. Der Verbindungspunkt
25 zwischen R1 und der Primärwicklung L1 des Transformators TR ist über den Widerstand R2 und den Vorwiderstand R3 mit der Gate-Elektrode des Schalters X1 verbunden.

30 Der Kondensator C1 ist dabei derart dimensioniert, dass weder der Impulsbetrieb (siehe weiter unten) beeinflusst wird, noch der Einschaltstrom zu groß wird.

Mit dem Ladungskondensator C4 ist außerdem eine Ladungspumpe LP verbunden, deren genaue Funktion noch später erläutert wird.

- 5 Die Ladungspumpe LP umfasst zwei in Serie geschaltete Pumpen-Kondensatoren C2 und C3, die zwischen Masse und dem Steuereingang des Schalters X1 liegen, wobei noch der Vorwiderstand R3 dazwischengeschaltet ist. Zu dem Ladekondensator C2 ist ein Widerstand R6 parallel
10 geschaltet.

Ein Controller CT (der auch extern angeordnet werden kann) ist hier als weiterer Teil der Ladungspumpe LP dargestellt. Er besitzt eine Anschluss 5 für die Zuführung
15 der Betriebsspannung Vcc, einen Masse-Anschluss 7 und einen Anschluss 6, von dem Schaltimpulse für den Schalter X1 ausgegeben werden. Der Anschluss 5 des Controllers CT ist - wie durch die beiden Vcc-Zeichen angedeutet - mit dem potentialhöheren Ausgangsanschluss 3 verbunden.

20

Ferner gehören zu der Ladungspumpe LP ein erster Pumpen-Transistor Q3 und ein zweiter Pumpen-Transistor Q2. Der Emitter des ersten Pumpen-Transistors Q3 liegt an Masse. Sein Kollektor ist sowohl mit der Basis des zweiten
25 Pumpen-Transistors Q2 als auch - über einen Widerstand R8 - mit dem „heißen Ausgangsanschluss 3 verbunden. Die Basis des ersten Pumpen-Transistors Q3 ist über einen Widerstand R4 mit Anschluss 6 des Controllers CT verbunden, der zur Ausgabe der Schaltimpulse für den Schalter X1 bestimmt
30 ist. Die Emitter-Kollektor-Strecke des zweiten Pumpen-Transistors Q2 erstreckt sich zwischen dem Verbindungspunkt der beiden Pumpen-Kondensatoren C2 und C3 auf der einen Seite und - unter Zwischenschaltung eines

Lastwiderstandes R7 - dem „heißen Ausgangsanschluss 3 auf der anderen Seite. Die Emitter-Basis-Strecke des zweiten Pumpen-Transistors Q2 ist durch eine Diode D3 überbrückt.

- 5 Der „heiße“ Ausgangsanschluss 3 ist ferner über eine Diode D2 und den Vorwiderstand R3 mit dem Steuereingang des Schalters X1 verbunden.

10 Nunmehr soll die Funktion der Schaltung beschrieben werden:

Linearbetrieb

Zunächst ist der Trennschalter SW geöffnet und der Schalter X1 geöffnet, d.h. der Leistungs-FET ist noch
15 nicht-leitend. Damit er leitend wird muss - bei eingeschaltetem Trennschalter SW - das Gate-Potential um die FET-Schwellspannung (ca. 1,5 bis 4,5 Volt) höher sein, als das Source-Potential. Die Spannung am Ladekondensator C4 ist noch Null, der Controller CT ist noch inaktiv. Die
20 Spannung an der Source-Elektrode von X1 ist ebenfalls noch Null.

Durch Schließen des Trennschalters SW wird die erste Phase der Erzeugung einer Niederspannung eingeleitet, die als
25 „Linearbetrieb“ bezeichnet wird.

An dem Schalter X1, d.h. an der Source-Drain-Strecke des Leistungs-FETs liegt nun die volle Eingangs-Gleichspannung von bspw. 400 Volt im stationären Betrieb an (im
30 Standby-Fall oder in der Anlaufphase 310V bei 230V Netzspannung siehe oben). Die Pump-Kondensatoren C2 und C3 beginnen sich über den Widerstand R2 aufzuladen, mit der Folge, dass die Spannung am Steuereingang des Schalters X1

steigt. Wenn die Schwellspannung überschritten wird, beginnt der Schalter X1 leitend zu werden. Es fließt nun ein Strom von der Eingangs-Spannungsquelle SQ über den Trennschalter SW, den Widerstand R1, die Primärwicklung L1 des Transformators TR, den geschlossenen Schalter X1, den Shunt R5 und über die Ausgangsanschlüsse 3, 4 in den Ladekondensator C4. Da es sich bei der Last RL um aktive Halbleiter ICs handelt, nehmen diese noch keine Leistung auf, solange sie inaktiv sind. Das gilt gleichermaßen für den Controller CT. Die Folge ist, dass die Spannung an dem Ladekondensator etwa linear ansteigt. Der Strom durch den Schalter X1 wird - wie später noch genauer beschrieben wird - durch den Shunt R5 und den Kondensator C1 in Verbindung mit dem Strombegrenzungs-Transistor Q1 begrenzt. Der Kondensator C1 dient vor allem dazu, später noch genauer beschriebene Pulsströme passieren zu lassen. Wichtig ist, dass die Zeitkonstanten R2, C2, C3 im Verhältnis zur Ladezeit von C1 sehr groß ist, damit beim Einschalten der Strom langsam auf den mit dem Shunt eingestellten Wert ansteigt.

Die Begrenzung des Stromes durch den Schalter X1 erfolgt dadurch, dass ein überhöhter Strom einen entsprechend hohen Spannungsabfall über dem Shunt R5 zur Folge hat. Dadurch wird der Strombegrenzungs-Transistor Q1 zunehmend leitend. Dies wiederum reduziert die Spannung über der Source-Gate-Strecke des Schalters X1, mit der Folge, dass der Strom durch X1 wieder reduziert wird.

Mit dem Stromfluss durch den Schalter X1 und dem Aufladen des Ladekondensators C4 steigt die Spannung an der Source-Elektrode des Schalters X1. Um den Stromfluss aufrecht zu erhalten und noch - bis zu dem vorgegebenen Grenzwert - zu

erhöhen, muss auch die Spannung an der Gate-Elektrode des Schalters X1 entsprechend erhöht werden. Das ist durch das Ansteigen der Spannung an den beiden Pumpen-Kondensatoren C2, C3 gewährleistet.

5

Wenn die Spannung am Ladekondensator C4 etwa 3,3 Volt erreicht, reicht sie aus, um den Controller CT in Funktion zu setzen. Gleiches gilt für die aktiven Halbleiter-ICs, die durch die Last RL repräsentiert werden. Das bedeutet, dass der Controller CT nunmehr in der Lage ist, an seinem Ausgangsanschluss 6 Schaltimpulse für den Schalter X1 auszugeben.

Wenn die Spannung an dem Ladekondensator C4 ihren durch die Zener-Diode D4 einen Wert entsprechend der Schwellenspannung des verwendeten Fets (bspw. 8 Volt) erreicht hat, wird vom Linearbetrieb in den sog. „Impulsbetrieb“ gewechselt. Das kann automatisch oder fremdgesteuert erfolgen.

20

Impulsbetrieb

Zur Beschreibung des Impulsbetriebes soll zunächst davon ausgegangen, dass - noch vom vorangegangenen Linearbetrieb her - der durch die Strombegrenzungsschaltung vorgegebene Maximalstrom durch den Schalter X1 fließt, und dass an dem Ladekondensator C4 die durch die Zener-Diode D4 vorgegebene Maximalspannung von 12 Volt liegt. Der Signalausgang 6 des Controllers CT soll zunächst noch keinen Schaltimpuls abgeben, also praktisch noch auf Massepotential liegen. Unter dieser Voraussetzung ist der erste Pumpen-Transistor Q3 noch gesperrt, und an dem zweiten Pumpen-Transistor Q2 fließt ein Basisstrom über

30

den Widerstand R8 mit der Folge, dass Q2 leitend ist. Dadurch hat der Verbindungspunkt der beiden Pumpen-Kondensatoren C2, C3 etwa das Potential des Ladekondensators C4. Die Gate-Elektrode (Steuereingang) des Schalters X1 liegt weiterhin auf einem Vorspannungs-Potential von über 12 Volt (ca. 20 Volt) und ist um die FET-Schwellspannung höher als das Potential an der Source-Elektrode. Dadurch fließt - wie vorher im Linearbetrieb - weiterhin Strom durch den Schalter X1. Die im Impulsbetrieb im eingeschalteten Zustand durch den Schalter X1 fließenden Ströme sind indessen höher als die Ströme im Linearbetrieb.

Die Umschaltung zwischen Linearbetrieb und Impulsbetrieb erfolgt abhängig vom Zustand des Betriebsgeräts, insbesondere der Last der Niedervolt-Versorgungsschaltung. Der Zustand kann ein in dem Controller CT vorliegender Zustand oder ein ihm zugeführter Zustand (bspw. eine vorgegebenen Zustandsablaufs) sein. Bspw. kann ein derartiger Zustand zeitlich definiert werden (die Umschaltung insbesondere von Linearbetrieb in Impulsbetrieb erfolgt dann nach einem definierten Zeitablauf bspw. nach Einschalten des Controllers) oder von wenigstens einem zurückgeführten Messignal abhängen. Insbesondere kann der Controller CT anhand des Zustands oder eines zurückgeführten Messignals den aktuellen oder bald anstehenden Energiebedarf der Last (bspw. ASIC etc.) der Niedervolt-Versorgungsschaltung kennen. Bei erhöhtem Energiebedarf wird eine Umschaltung auf den Impulsbetrieb erfolgen. Das zurückgeführte Messignal kann somit insbesondere an der Last abgegriffen werden.

Wenn nun von dem Controller CT ein Schaltimpuls abgegeben wird, so hat das eine Erhöhung des Potentials am Signalausgang 6 des Controllers CT gegenüber Massepotential zur Folge, wodurch der erste Pumpen-
5 Transistor Q3 leitend geschaltet wird. Er zieht damit das Potential an dem Verbindungspunkt der beiden Pumpen-Kondensatoren C3 und C2 auf nahezu Massepotential herab. Damit wird auch das Potential an der Gate-Elektrode (Steuereingang) des Schalters entsprechend abgesenkt, mit
10 der Folge, dass der Schalter X1 abrupt sperrt. Das schlagartige Unterbrechen des Stromflusses auch durch die Induktivität der Eingangswicklung L1 des Transformators TR hat einen Freilaufstrom zur Folge, der auf die Sekundärwicklung L2 übertragen und zur Aufladung des
15 Ladekondensators C4 genutzt wird. Wie man leicht erkennt, bilden der Schalter X1, der Transformator TR mit seinen beiden Wicklungen L1, L2, die Gleichrichter-Diode D5 und der Ladekondensator C4 einen Sperrwandler, der die Eingangs-Gleichspannung von 400 Volt weitgehend verlustarm
20 auf die Ausgangs-Niederspannung von 12 Volt umsetzt. Dabei ist die dem Ausgang 3, 4 der Schaltung während des Impulsbetriebes entnehmbare Leistung höher als diejenige, die der Schaltung während der Linearphase entnommen werden kann. Grundsätzlich kann aber der Linearbetrieb
25 beibehalten werden, solange die Leistungsgrenze des Schalters X1 und der Zener-Diode D4 nicht überschritten werden.

Die Funktion der eingerahmten Ladungspumpe LP besteht
30 darin, dass vom Controller CT ausgegebene Schaltimpulse mit einer relativ geringen Spannungsamplitude in Schaltimpulse umgesetzt werden, deren Amplitude wesentlich höher ist, und zwar so hoch, dass die FET-Schwellspannung

(Threshold), die etwa je nach FET-Typ zwischen 1,5 Volt und 3,5 Volt betragen kann, durch die umgesetzten Schaltimpulse sicher überstrichen wird.

- 5 Um die einzelnen Baugruppen besser zu kennzeichnen, sind sie eingerahmt worden. Die am Linearbetrieb beteiligten Bauelemente sind mit einer Doppelstrich -Doppelpunkt-Linie eingerahmt. Die am Impulsbetrieb beteiligten Bauelemente sind durch eine strichpunktierte Linie eingerahmt. Die zu
10 der Ladungspumpe LP gehörenden Bauelemente befinden sich in einem Rahmen, der von einer gestrichelten Linie gebildet ist. Gleiches gilt für die Bauelemente, die den Energiespeicher C4, die eine Spannungsbegrenzung bewirkende Zener-Diode D4 und die Last RL bilden. In **Figur**
15 **2** sind die Rahmen weggelassen.

Die Schaltung gemäß **Figur 2** unterscheidet sich von derjenigen nach **Figur 1**, dadurch die Begrenzung der Spannung an dem Ladekondensator C4 nicht mehr durch eine
20 zu diesem parallel geschaltete Zener-Diode erfolgt, die zwangsläufig Energie vernichtet, sondern durch einen Schaltungsteil, der einen zusätzlichen Spannungsbegrenzungs-Transistor Q4 enthält. Der Kollektor von Q4 ist über den Vorwiderstand R3 mit dem Steuereingang
25 des Schalters X1 verbunden. Der Emitter von Q4 ist über eine Zener-Diode D4 mit dem Kollektor des ersten Pumpen-Transistors Q3 verbunden, und die Basis von Q4 list mit dem „heißen“ Anschluss des Ladekondensators C4 verbunden. Wenn die Spannung an dem Ladekondensator C4 den durch die
30 Zener-Diode D4 vorgegebenen Wert von 12 Volt überschreitet, so fließt ein Strom durch Q4. Dadurch wird das Potential an der Basis von Q4 verringert, mit der Folge dass dadurch der Stromfluss durch den Schalter X1

reduziert wird, was dann eine entsprechende Verringerung der Ladespannung an C4 bewirkt.

- Wesentlich an der Spannungsbegrenzungs-Variante gemäß
- 5 **Figur 2** ist, dass diese nur im Linearbetrieb aktiv ist. Im Linearbetrieb ist das Potential am Signalausgang 6 des Controllers CT etwa Massepotential, so dass die positive Elektrode der Zenerdiode hier quasi auf Masse liegt.
- 10 Diese zusätzliche Art, den durch den Schalter X1 fließenden Strom im Linearbetrieb zu begrenzen, ist nur dann besonders vorteilhaft, wenn im Impulsbetrieb mit der kleinstmöglichen Pulsdauer und eventuell auch mit lückendem oder Burstbetrieb gearbeitet wird. Das ist dann
- 15 der Fall, wenn zu wenig Verbraucher aktiv sind und immer noch zuviel Leistung vernichtet werden muss. Dann könnte unter Umständen – was die Verlustleistung betrifft – der Linearbetrieb der günstigere sein. Sonst wird der Linearbetrieb nur für die Anlaufphase benötigt, und zwar
- 20 so lange, bis die Spannung am Ladekondensator C4 auf 8 Volt oder darüber gestiegen ist, der Controller CT mit der Betriebsspannung Vcc versorgt und die Gate-Elektrode des Schalters X1 mit der nötigen Vorspannung von mehr als 8 Volt beaufschlagt werden kann.

Patentansprüche:

5

1. Niederspannungs-Versorgungsschaltung für eine Last (RL), insbesondere für aktive Halbleiter-ICs, mit Eingangsanschlüssen (1, 2) für eine Eingangs-Spannungsquelle (SQ), deren Spannungs-Spitzenwert höher als die zu erzeugende Versorgungsspannung Vcc ist, mit Ausgangsanschlüssen (3, 4) für die Last (RL), wobei ein Energiespeicher (C4) vorgesehen ist, der in einem Linearbetrieb eines steuerbaren Schalters (X1) aufladbar ist und aus der Ladung des Energiespeichers (C4) die Versorgungsspannung Vcc für die Last (RL) generierbar ist, gekennzeichnet durch Mittel (CT) zur Erzeugung von Schaltimpulsen für den Schalter (X1) zum Betreiben desselben in einem Impulsbetrieb, wobei

- im Impulsbetrieb der Energiespeicher (C4) und der Schalter (X1) Teile eines Schaltreglers bzw. Gleichspannungswandlers bilden, und aus der Ladung des Energiespeichers (C4) die Versorgungsspannung Vcc für die Last (RL) generierbar ist, und
- die Umschaltung zwischen Impulsbetrieb und Linearbetrieb zustandsabhängig, d.h. insbesondere vom Zustand der Last erfolgt.

30

2. Schaltung nach Anspruch 1, mit einer parallel zu den Eingangsanschlüssen (1, 2) geschalteten Serienschaltung aus

- einem Anlaufwiderstand (R2),

- dem steuerbaren elektronischen Schalter (X1) und
- dem Energiespeicher (C4), der mit den Ausgangsanschlüssen (3, 4) verbunden ist.

- 5 3. Niederspannungs-Versorgungsschaltung nach Anspruch 1
oder 2,
 dadurch gekennzeichnet
 dass der Schalter (X1) ein Transistor, vorzugsweise
 ein Leistungs-FET ist.
- 10 4. Niederspannungs-Versorgungsschaltung nach einem der
vorhergehenden Ansprüche,
 dadurch gekennzeichnet
 dass die Eingangs-Spannungsquelle (SQ) eine ggf.
15 gleichgerichtete Netzspannung oder eine von einem
aktiven PFC erzeugte Zwischenkreisspannung eines
Betriebsgeräts für Leuchtmittel ist.
- 20 5. Niederspannungs-Versorgungsschaltung nach einem der
vorhergehenden Ansprüche,
 dadurch gekennzeichnet,
 dass die Frequenz der Schaltimpulse höher,
 vorzugsweise sehr viel höher als die Netzfrequenz
 ist.
- 25 6. Niederspannungs-Versorgungsschaltung nach einem der
vorher stehenden Ansprüche,
 dadurch gekennzeichnet,
 dass der Energiespeicher (C4) ein Ladekondensator,
30 vorzugsweise ein Elektrolytkondensator ist.
7. Niederspannungs-Versorgungsschaltung nach Anspruch 6,
 dadurch gekennzeichnet,

dass die Serienschaltung aus Widerstand (R1),
Schalter (X1), und Energiespeicher (C4) zusätzlich
noch die Primärwicklung (L1) eines Transformators
(TR) enthält, dessen Sekundärwicklung (L2) in Serie
mit einer Gleichrichter-Diode (D5) parallel zu dem
Ladekondensator (C4) geschaltet ist, wobei der
Schalter (X1), der Transformator (TR), die
Gleichrichter-Diode (D5) und der Ladekondensator (C4)
einen Sperrwandler bilden.

10

8. Niederspannungs-Versorgungsschaltung nach einem der
vorher stehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
dass der Schalter (X1) mit einer
Strombegrenzungsschaltung verbunden ist.

15

9. Niederspannungs-Versorgungsschaltung nach einem der
vorher stehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
dass der Energiespeicher (C4) mit einer
Spannungsbegrenzungsschaltung verbunden ist.

20

10. Niederspannungs-Versorgungsschaltung nach einem der
vorher stehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Mittel (CT) zum Erzeugen der Schaltimpulse
für den Schalter (X1) von einem Controller (CT)
gebildet sind.

25

11. Niederspannungs-Versorgungsschaltung nach Anspruch
10,
dadurch gekennzeichnet,

30

dass der Controller (CT) auch als Spannungsregler wirksam ist.

5 12. Niederspannungs-Versorgungsschaltung nach einem der
vorherstehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
dass der Steuereingang des Schalters (X1) mit einer
Ladungspumpe (LP) verbunden ist, welche die aus der
Ladung des Energiespeichers (C4) generierte
10 Betriebsspannung auswertet und nach einem Wechsel der
Betriebsart von Linearbetrieb auf Impulsbetrieb eine
Potentialanhebung der Schaltimpulse am Steuereingang
des Schalters (X1) bewirkt, derart, dass die
Schaltimpulse für den Schalter dessen Schwellspannung
15 beim Umschalten sicher überwinden.

13. Niederspannungs-Versorgungsschaltung nach Anspruch
12,
dadurch gekennzeichnet,
20 dass die Ladungspumpe (LP) einen ersten Pumpen-
Transistor (Q3) und einen zweiten Pumpen-Transistor
(Q2) umfasst,
dass die Ladungspumpe (LP) ferner einen ersten und
einen zweiten Pumpenkondensator (C2, C3) umfasst, die
25 in Serie zwischen den Steuereingang des Schalters
(X1) und Masse geschaltet sind,
dass die Basis des ersten Schalttransistors (Q3) mit
den Mitteln (CT) zur Erzeugung des Schaltimpulse für
den Schalter (X1) verbunden ist,
30 dass der Emitter des ersten Pumpentransistors (Q3) an
Masse liegt,
dass der Kollektor des ersten Pumpentransistors (Q3)
mit der Basis des zweiten Pumpentransistors (Q2) und

- ferner über einen Widerstand (R8) mit dem
Energiespeicher (C4) verbunden ist,
dass der Emitter des zweiten Pumpentransistors (Q2)
an dem Verbindungspunkt der beiden Pumpen-
Kondensatoren (C2, C3) liegt,
dass der Kollektor des zweiten Pumpentransistors (Q2)
über einen Lastwiderstand (R7) mit dem
Energiespeicher (C4) und außerdem eine mit dem
Lastwiderstand (R6) in Serie geschaltete Diode (D2)
mit dem Steuereingang des Schalters (X1) verbunden
ist, und
dass die Emitter-Basis-Strecke des zweiten Pumpen-
Transistors (Q2) mit einer Diode (D3) überbrückt ist.
14. Niederspannungs-Versorgungsschaltung nach Anspruch 9,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Spannungsbegrenzungsschaltung von einer
parallel zu dem Energiespeicher (C4) geschalteten
Zener-Diode (D4) gebildet ist.
15. Niederspannungs-Versorgungsschaltung nach Anspruch 9
und 13,
dadurch gekennzeichnet,
dass zu der Spannungsbegrenzungsschaltung ein
Spannungsbegrenzungs-Transistor (Q4) gehört, dessen
Kollektor mit dem Steuereingang des Schalters (X1)
verbunden ist, dessen Basis mit dem Energiespeicher
(C4) verbunden ist, und dessen Emitter über eine
Zener-Diode (D6) und dem Kollektor des ersten Pumpen-
Transistors (Q3) verbunden ist.

16. Niederspannungs-Versorgungsschaltung nach Anspruch 9,
dadurch gekennzeichnet,
dass zu der Strombegrenzungsschaltung ein
5 Strombegrenzungs-Transistor (Q1) gehört, dessen Kollektor mit dem Steuereingang des Schalters (X1) verbunden ist,
dass mit dem Schalter (X1) die Parallelschaltung aus einem Shunt (R5) und einem Kondensator (C1) in Serie
10 geschaltet ist,
und dass die Emitter-Basis-Strecke des Strombegrenzungs-Transistors (Q1) parallel zu dem Shunt (R5) und zu dem Kondensator (C1) geschaltet ist.
- 15
17. Niederspannungs-Versorgungsschaltung nach einem der vorherstehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet,
dass die über dem Widerstand (R1) abfallende Spannung
20 dem Steuereingang des Schalters über einen Anlaufwiderstand (R2) zugeführt wird.
18. Betriebsgerät für Leuchtmittel, aufweisend eine Schaltung nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
25 die eine Steuerschaltung des Betriebsgeräts versorgt, vorzugsweise aufweisend einen aktiven PFC, dessen Ausgangsspannung die Eingangs-Spannungsquelle (SQ) darstellt.
- 30
19. Verfahren zum Bereitstellen einer Niedervoltspannung für eine Last, insbesondere für Halbleiter-ICs, bei dem ein Energiespeicher (C4) im sog. Linearbetrieb von einer Eingangs-Spannungsquelle (SQ)

über einen Anlaufwiderstand (R2) und einen steuerbaren elektronischen Schalters (X1) aufgeladen und aus der ansteigenden Ladung eine Anlaufspannung für die Last (RL) generiert wird,
5 bei dem zustandsabhängig, insbesondere abhängig vom Zustand der Last, vom Linearbetrieb in den Impulsbetrieb des Schalters (X1) gewechselt wird, bei dem dem Steuereingang des Schalters (X1) Schaltimpulse zugeführt werden,
10 wobei der Schalter (X1) und der Energiespeicher (C4) als Schaltregler bzw. Gleichspannungswandler betrieben werden, und bei dem im Impulsbetrieb aus der Ladung des Energiespeichers (C4) eine Betriebsspannung für die
15 Last (RL) generiert wird.

20. Verfahren nach Anspruch 19,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Spannung an dem Energiespeicher (C4)
20 konstant gehalten wird.

21. Verfahren nach Anspruch 19 oder 20,
dadurch gekennzeichnet,
dass der Strom durch den Schalter (X1) im
25 Linearbetrieb begrenzt wird.

22. Verfahren nach einem der Ansprüche 19 bis 21,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Vorspannung am Steuereingang des Schalters
30 (X1) beim Übergang vom Linearbetrieb in den Impulsbetrieb angehoben wird, derart, dass die Schaltimpulse für den Schalter (X1) letzteren sicher umschalten.

23. Verfahren nach einem der Ansprüche 19 bis 22,

dadurch gekennzeichnet,

5 dass als Eingangs-Spannungsquelle (SQ) eine
Gleichspannung oder eine gleichgerichtete
Wechselspannung verwendet wird.

24. Verfahren nach einem der Ansprüche 19 bis 22,

10 dadurch gekennzeichnet,

 dass als Eingangs-Spannungsquelle (SQ) das
Wechselstrom-Netz verwendet wird, und
 dass als Schalter (X1) ein solcher verwendet wird,
15 der nur in einer Richtung leitend ist, beispielsweise
ein Transistor.

25. Verfahren nach Anspruch 24,

dadurch gekennzeichnet,

20 dass die Frequenz der Schaltimpulse höher,
vorzugsweise sehr viel höher als die Netzfrequenz
gewählt wird.

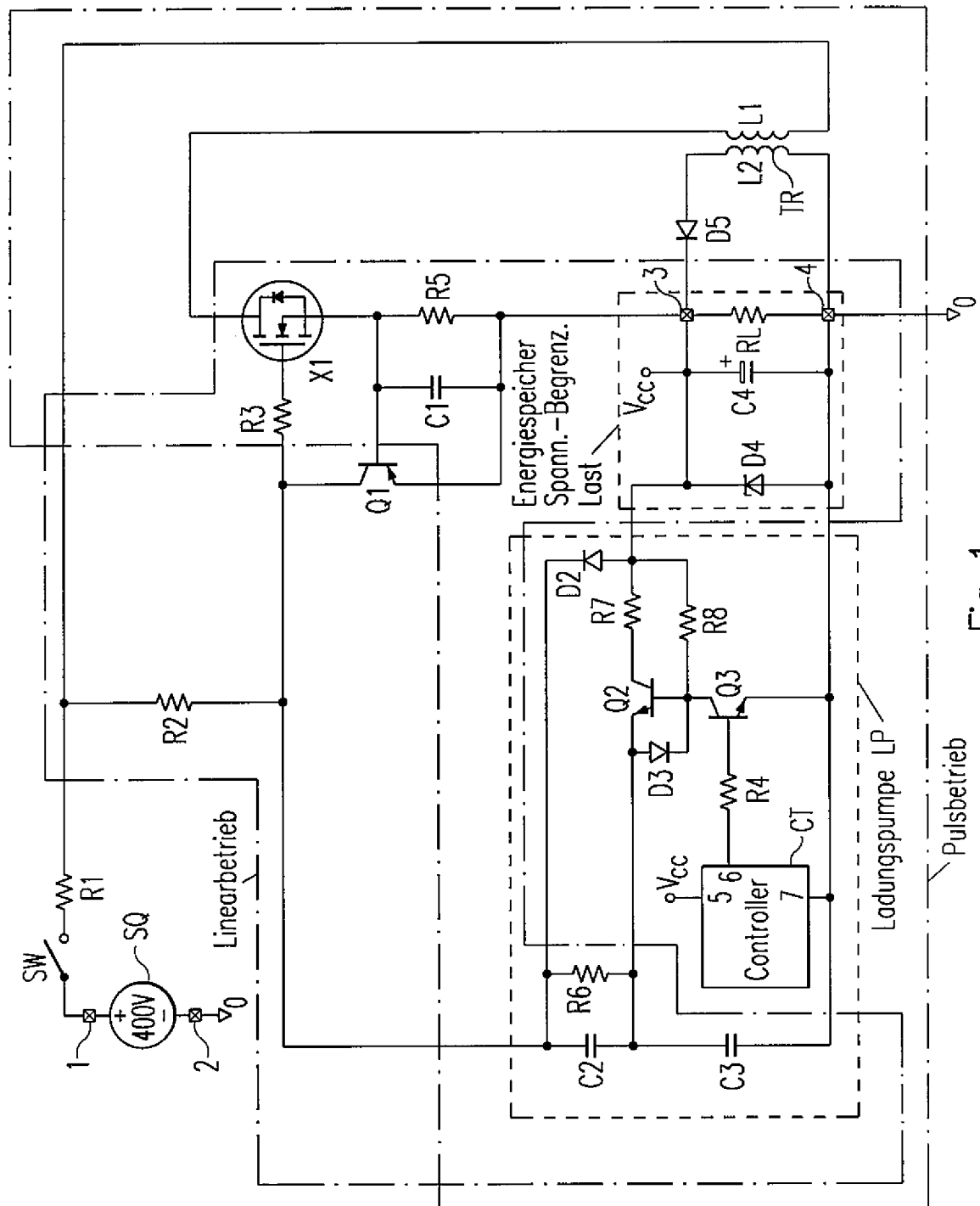


Fig. 1

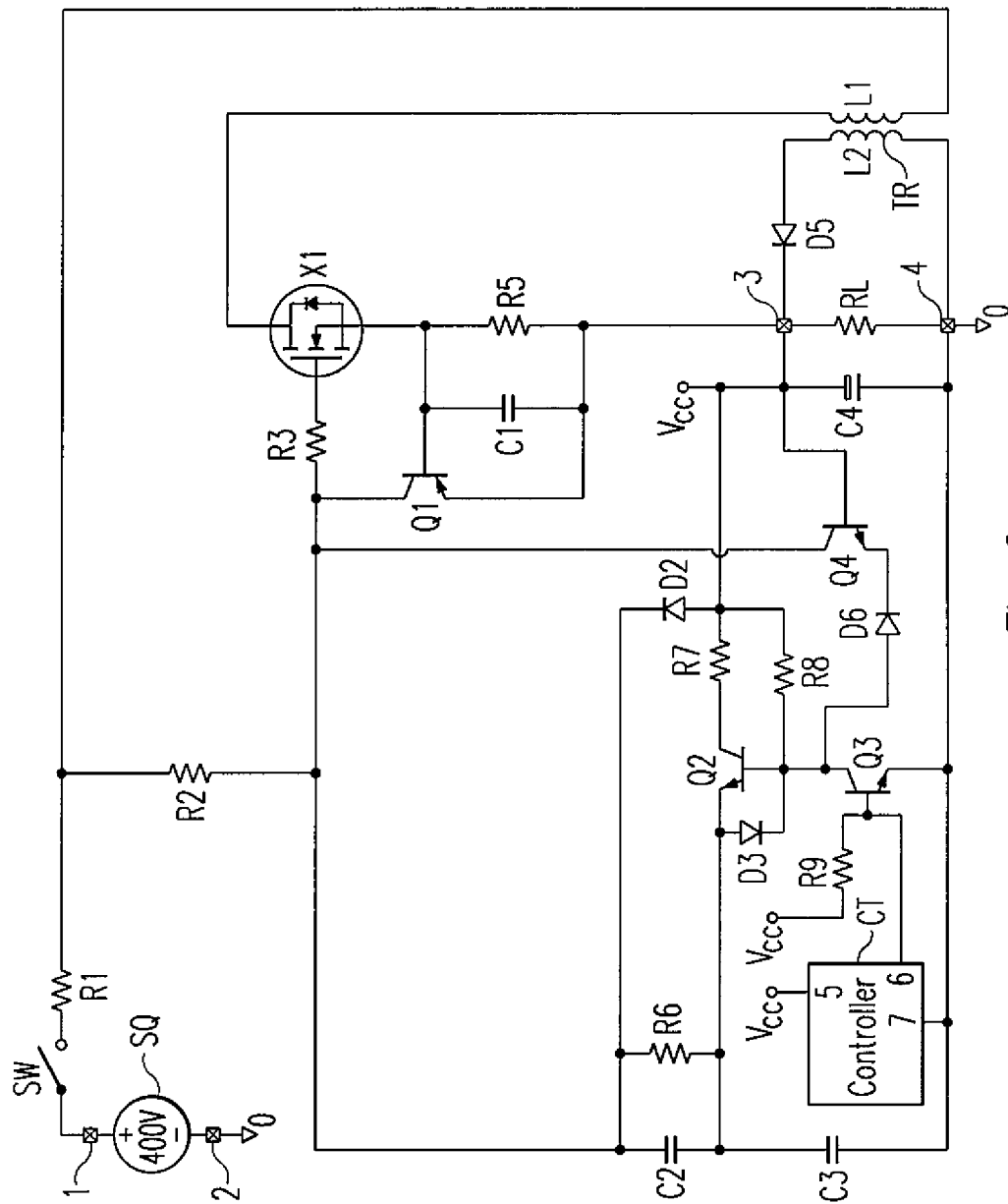


Fig. 2

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/EP2011/066492

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
 INV. H02M3/156
 ADD.

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
 H02M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 5 773 966 A (STEIGERWALD ROBERT LOUIS [US]) 30 June 1998 (1998-06-30)	1-6,10, 11,19, 20,23-25
Y A	column 2, line 47 - column 4, line 8; figure 4	9 7
X	US 2007/069703 A1 (KOKUBUN MASATOSHI [JP] ET AL) 29 March 2007 (2007-03-29)	1-6,10, 19,20, 23-25
Y A	paragraph [0031] - paragraph [0038]; figure 1	9 7



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
 "E" earlier document but published on or after the international filing date
 "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
 "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
 "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
 "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
 "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
 "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

16 January 2012

Date of mailing of the international search report

26/01/2012

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
 NL - 2280 HV Rijswijk
 Tel. (+31-70) 340-2040,
 Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Kruip, Stephan

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/EP2011/066492

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5773966	A	30-06-1998	NONE	

US 2007069703	A1	29-03-2007	CN 1941581 A	04-04-2007
			JP 2007097326 A	12-04-2007
			KR 20070036613 A	03-04-2007
			TW I329968 B	01-09-2010
			US 2007069703 A1	29-03-2007

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES
 INV. H02M3/156
 ADD.

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPC) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPC

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)
 H02M

Recherchierte, aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

EPO-Internal

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	US 5 773 966 A (STEIGERWALD ROBERT LOUIS [US]) 30. Juni 1998 (1998-06-30)	1-6,10, 11,19, 20,23-25
Y	Spalte 2, Zeile 47 - Spalte 4, Zeile 8;	9
A	Abbildung 4	7

X	US 2007/069703 A1 (KOKUBUN MASATOSHI [JP] ET AL) 29. März 2007 (2007-03-29)	1-6,10, 19,20, 23-25
Y	Absatz [0031] - Absatz [0038]; Abbildung 1	9
A		7



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

16. Januar 2012

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

26/01/2012

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde

Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2
 NL - 2280 HV Rijswijk
 Tel. (+31-70) 340-2040,
 Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Kruip, Stephan

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2011/066492

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
US 5773966	A	30-06-1998	KEINE

US 2007069703	A1	29-03-2007	CN 1941581 A 04-04-2007
			JP 2007097326 A 12-04-2007
			KR 20070036613 A 03-04-2007
			TW I329968 B 01-09-2010
			US 2007069703 A1 29-03-2007
