



(12) **EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG**

(43) Veröffentlichungstag:
24.02.2010 Patentblatt 2010/08

(51) Int Cl.:
H05B 33/08 (2006.01)

(21) Anmeldenummer: **09168098.3**

(22) Anmeldetag: **18.08.2009**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HR HU IE IS IT LI LT LU LV MC MK MT NL NO PL PT RO SE SI SK SM TR
Benannte Erstreckungsstaaten:
AL BA RS

(71) Anmelder: **Osram Gesellschaft mit beschränkter Haftung**
81543 München (DE)

(72) Erfinder: **Siessegger, Bernhard**
81479 München (DE)

(30) Priorität: **22.08.2008 DE 102008039351**

(54) **Schaltungsanordnung zum Betrieb mindestens einer Halbleiterlichtquelle**

(57) Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zum Betrieb mindestens einer Halbleiterlichtquelle mit einem Eingang zum Eingeben einer Eingangsspannung, einem Ausgang zum Ausgeben einer Ausgangsspannung an die Halbleiterlichtquelle, wobei der Hauptstrompfad der Schaltungsanordnung zwischen den beiden Eingangsanschlüssen liegt, und aus einer Serien-

schaltung eines Schalters, einer Induktivität und einer Antiparallelschaltung einer ersten Diode oder Leuchtdiode und der mindestens einen Halbleiterlichtquelle besteht, wobei parallel zu der mindestens einen Halbleiterlichtquelle ein erster Speicherkondensator angeordnet ist, und in Serie zu dieser Parallelschaltung eine zweite Diode angeordnet ist.

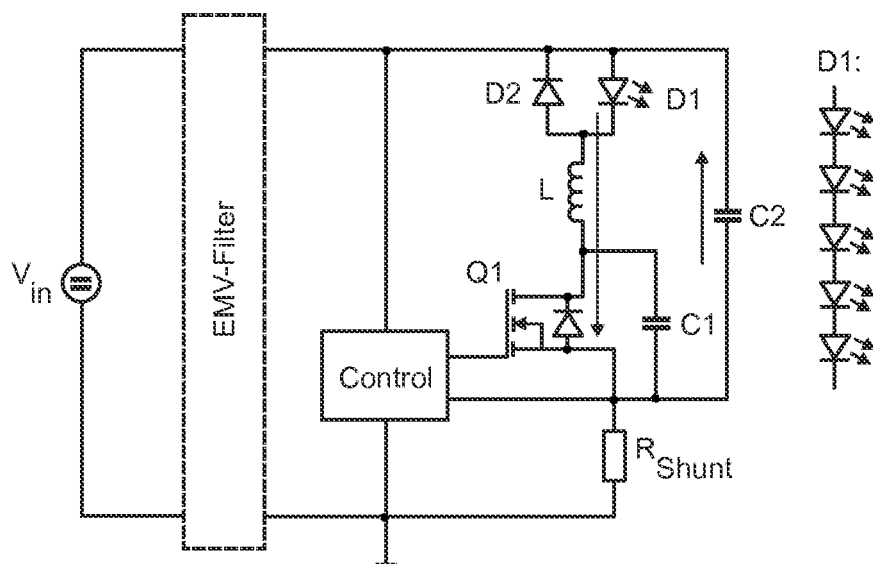


FIG 1a

Beschreibung**Technisches Gebiet**

- 5 **[0001]** Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zum Betrieb mindestens einer Halbleiterlichtquelle mit einem Eingang zum Eingeben einer Eingangsspannung, einem Ausgang zum Ausgeben einer Ausgangsspannung an die Halbleiterlichtquelle, wobei die Eingangsspannung größer ist als die Ausgangsspannung.

Stand der Technik

- 10 **[0002]** Die Erfindung geht aus von einer Schaltungsanordnung zum Betrieb mindestens einer Halbleiterlichtquelle nach der Gattung des Hauptanspruchs.

- 15 **[0003]** Aus der EP 0 948 241 A2 ist eine Schaltungsanordnung zum Betrieb von Leuchtdioden bekannt, die einen Eingang zum Eingeben einer Eingangsspannung und einen Ausgang zum Ausgeben an die Leuchtdioden aufweist. Bei der dort offenbarten Schaltung liegen die in Serie geschalteten LEDs in Reihe zur Drossel N1, die wiederum in Serie zu einem Schalter K1 liegt und mit der Spannungsversorgung verbunden sind. Der Schalter K1 wird beim Erreichen eines vorgegebenen oberen Schwellwertes, d.h. eines vorgegebenen Schalterstroms, geöffnet. Diese Betriebsweise ist dem Fachmann als current-mode-control, basierend auf dem Signal des Shunts R2, bekannt. In der anschließenden Abmagnetisierungsphase läuft der Drosselstrom über die antiparallel zu den Leuchtdioden und der Drossel geschaltete Diode D1 frei. Erreicht der Freilaufstrom einen vorgegebenen unteren Schwellwert, wird der Schalter K1 wieder geschlossen und es erfolgt eine erneute Aufmagnetisierung der Drossel. Eine Voraussetzung für die beschriebene Funktion ist, dass die Eingangsspannung U_{in} immer größer als die Fluss-Spannung der Leuchtdioden ist.

- 20 **[0004]** Die Drossel N1 wird bei der EP 0 948 241 A2 als Wicklung eines Trafos ausgeführt, so dass mittels der Wicklung N2 sowie D2 und C2 eine Hilfsspannungsversorgung realisiert werden kann. Der Anlauf der Schaltung erfolgt über den R1 direkt von der Eingangsspannung U_{in} . Die Hilfswicklung N2 hat eine weitere Aufgabe: Über sie erfolgt eine indirekte Messung des Freilaufstromes mittels des Schaltungsteils C, der ein Steuersignal zum Wiedereinschalten des Schalters K1 liefert. Ist die Drossel abmagnetisiert springt die Spannung an der Wicklung N2, was vom Schaltungsteil C detektiert wird. Der Transformator kann als Dreiwicklungs-Trafo ausgeführt werden, wobei die dritte Wicklung N3 zusammen mit dem Schaltungsteil B eine zusätzliche synchrone Gleichrichtung zur Diode D1 realisiert.

- 30 **[0005]** Die Schaltungsanordnung hat allerdings den großen Nachteil, dass der Schalter K1 im Allgemeinen hart geschaltet wird, also kein ZVS (Zero Voltage Switching) implementiert ist; beim ZVS wird die Schaltung so betrieben, dass der entsprechende Schalter immer dann geschaltet wird, wenn die Spannung über dem Schalter im wesentlichen Null ist. Dies ist bei der Schaltungsanordnung nach der EP 0 948 241 A2 nicht der Fall; insbesondere bei einem nichtlückenden, d.h. konstantem Strom durch die Leuchtdioden führt der reverse recovery Effekt der Diode D1 zu einer deutlichen Reduktion der Effizienz der Schaltung, was insbesondere bei - für eine Miniaturisierung erforderlicher - steigender Schaltfrequenz zu fallenden Wirkungsgrad bedingt durch steigende Schaltverluste führt.

- 35 **[0006]** Aus dem Artikel "Zero Voltage Switching Resonant Power Conversion", abgedruckt im 1990 erschienenen Seminarmanual "Switching Regulated Power Supply Design" der Fa. Unitrode Corporation, ist eine Schaltungsanordnung gemäß Fig. 2 bekannt, die einen Eingang zum Eingeben einer Eingangsspannung und einen Ausgang zum Ausgeben einer Ausgangsspannung an eine Last aufweist. Diese Schaltungsanordnung arbeitet mit ZVS, somit sind die Schaltverluste minimiert. Werden an diese Schaltungsanordnung eine oder mehrere in Serie geschaltete Leuchtdioden angeschlossen, so werden diese prinzipbedingt gepulst betrieben, da die Last mit einer pulsierenden Gleichspannung beaufschlagt wird, und entgegen der Abbildung in Fig. 2 des Artikels sich die Last nicht näherungsweise wie eine Stromquelle (als I_{OUT} im Artikel bezeichnet) verhält. In einer Halbschwingung leiten die Leuchtdioden, in der anderen Halbschwingung leitet die Diode D_0 . Die gepulste Betriebsweise ist aber für einen guten Wirkungsgrad der Leuchtdioden nicht optimal. Auch das optische Erscheinungsbild der Lichtabgabe kann bei gepulstem Betrieb beeinträchtigt sein.

Aufgabe

- 50 **[0007]** Es ist Aufgabe der Erfindung, eine Schaltungsanordnung zum Betrieb mindestens einer Halbleiterlichtquelle mit einem Eingang zum Eingeben einer Eingangsspannung, und einem Ausgang zum Ausgeben einer Ausgangsspannung an die Halbleiterlichtquelle anzugeben, wobei die Schaltungsanordnung eine bessere Effizienz durch eine kontinuierliche Betriebsweise der Leuchtdioden aufweist.

Darstellung der Erfindung

- 55 **[0008]** Die Lösung der Aufgabe erfolgt erfindungsgemäß mit einer Schaltungsanordnung zum Betrieb mindestens einer Halbleiterlichtquelle mit einem Eingang zum Eingeben einer Eingangsspannung, einem Ausgang zum Ausgeben

einer Ausgangsspannung an die Halbleiterlichtquelle, wobei der Hauptstrompfad der Schaltungsanordnung zwischen den beiden Eingangsanschlüssen liegt, und aus einer Serienschaltung eines Schalters, einer Induktivität und einer Antiparallelschaltung einer ersten Diode und der mindestens einen Halbleiterlichtquelle besteht, wobei parallel zu der mindestens einen Halbleiterlichtquelle ein erster Speicherkondensator angeordnet ist, und in Serie zu dieser Parallelschaltung eine zweite Diode angeordnet ist.

[0009] In einer bevorzugten Ausführungsform ist parallel zum Schalter ein Resonanzkondensator angeordnet, dessen Kapazität größer ist, als die effektiv wirksame parasitäre Kapazität des Schalters.

[0010] Als die effektiv wirksame parasitäre Kapazität des Schalters ist die Kapazität anzusehen, die sich aus der Kleinsignalkapazität des Schalters bei Nenneingangsspannung und gesperrtem Schalter ergibt. Im Falle z.B. eines MOSFETs ist dies die Ausgangskapazität, die sich bei einer Gate-Source-Spannung von 0V ergibt, und in Datenblättern oftmals mit C_{OSS} bezeichnet ist.

[0011] Die Schaltung ist besonders geeignet für eine Konfiguration, bei der die Eingangsspannung größer ist als die Ausgangsspannung. Um die Vorteile der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung besonders gut auszunutzen, wird der Schalter (Q1) zum Betrieb der mindestens einen Halbleiterlichtquelle (D1) vorzugsweise mit hoher Frequenz getaktet.

[0012] Die Taktfrequenz des Schalters kann dabei größer als 80 kHz, besonders bevorzugt größer als 500kHz sein. Dies ist ohne eine wesentliche Vergrößerung der Verlustleistung möglich, da der Schalter im ZVS-Modus betrieben wird. Bei dieser Betriebsweise wird der Transistor immer bei einer Spannung ein- beziehungsweise ausgeschaltet, die im wesentlichen Null ist. Der Schalter wird dabei bevorzugt mit einer konstanten Ausschalzeit und einer variablen Einschaltzeit betrieben.

[0013] Die hohe Taktfrequenz des Schalters führt aufgrund der bevorzugt vorhandenen Maßnahmen zur Reduktion der maximalen Spannungsänderungsgeschwindigkeit über der bzw. den Dioden, dem so genannten Soft-Switching, nicht zu nennenswerten Schaltverlusten in der bzw. den Dioden, wie dies bei diesen hohen Schaltfrequenzen erwartet werden könnte.

[0014] Werden mehrere Halbleiterlichtquellen von der Schaltungsanordnung betrieben, so sind diese bevorzugt seriell verschaltet.

[0015] Um Störströme in die Spannungsversorgung zu unterbinden und die elektromagnetische Verträglichkeit zu verbessern, ist bevorzugt parallel zum Hauptstrompfad ein zweiter Speicherkondensator angeordnet. Um den Energieumsatz der Schaltungsanordnung messen zu können, ist vorzugsweise seriell zum Hauptstrompfad zusätzlich ein Strommesswiderstand angeordnet. Ein Pol des Strommesswiderstandes ist dabei vorzugsweise an Masse angeschlossen, der andere Pol des Strommesswiderstandes ist an einen Pol des ersten Speicherkondensators und an einen Pol des Schalters angeschlossen.

[0016] Die mindestens eine Halbleiterlichtquelle wird in einer ersten bevorzugten Ausführungsform getaktet betrieben. In einer zweiten erfindungsgemäßen Ausführungsform ist parallel zu der mindestens einen Halbleiterlichtquelle ein erster Speicherkondensator angeordnet, und in Serie zu dieser Parallelschaltung eine zweite Diode. Diese Erweiterung der Schaltungsanordnung bewirkt vorteilhaft, dass die mindestens eine Halbleiterlichtquelle kontinuierlich betrieben wird. Die an die mindestens eine Halbleiterlichtquelle abgegebene Leistung wird dabei vorzugsweise über die Frequenz eingestellt. Durch diese Maßnahme wird die für eine Leistungsregelung notwendige Steuerschaltung einfach und kompakt. Besonders bevorzugt ist dabei die an die mindestens eine Halbleiterlichtquelle abgegebene Leistung bei kleinerer Frequenz höher und bei größerer Frequenz niedriger.

[0017] Weitere vorteilhafte Weiterbildungen und Ausgestaltungen der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung ergeben sich aus weiteren abhängigen Ansprüchen und aus der folgenden Beschreibung.

Kurze Beschreibung der Zeichnung(en)

[0018] Weitere Vorteile, Merkmale und Einzelheiten der Erfindung ergeben sich anhand der nachfolgenden Beschreibung von Ausführungsbeispielen sowie anhand der Zeichnungen, in welchen gleiche oder funktionsgleiche Elemente mit identischen Bezugszeichen versehen sind. Dabei zeigen:

Fig. 1a-d Ein vereinfachtes Schaltbild einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung in einer ersten Ausführungsform in Betrachtung der verschiedenen Betriebsphasen.

Fig. 2 Einige Signale aus der Schaltungsanordnung von Fig. 1

Fig. 3 Ein vereinfachtes Schaltbild einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung in einer zweiten Ausführungsform.

Fig. 4 Einige Signale aus der Schaltungsanordnung von Fig. 3

Bevorzugte Ausführung der Erfindung

Erste Ausführungsform

[0019] Im Folgenden wird die Betriebsweise der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung anhand der **Fig. 1a-d** und der **Fig. 2** erläutert. Der laufende Betrieb der Schaltungsanordnung kann in vier Phasen unterteilt werden. Der Stromfluss in der Schaltungsanordnung in den verschiedenen Phasen ist jeweils mit Pfeilen angedeutet.

[0020] Der Hauptstrompfad der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung besteht aus einer Serienschaltung eines Strommesswiderstandes R_{Shunt} , eines Power-MOS-Feldeffekt-Transistors Q1, einer Induktivität L und einer Antiparallelschaltung einer Diode und mindestens einer Leuchtdiode. Der zur Diode antiparallele Zweig kann aber auch aus einer Serienschaltung mehrerer Leuchtdioden bestehen, wie in der **Fig. 1a** rechts angedeutet. Parallel zur Serienschaltung des Transistors Q1, der Induktivität L und der Antiparallelschaltung der Diode und der mindestens einen Leuchtdiode ist ein Speicherkondensator C2 geschaltet. Parallel zum Schalter Q1 ist ein Resonanzkondensator C1 geschaltet. Der Hauptstrompfad ist an eine Eingangsspannung V_{in} angeschlossen.

[0021] In der ersten Phase a, die in **Fig. 1a** gezeigt ist, ist der Schalter Q1 geschlossen. Es fließt ein Strom vom Speicherkondensator C2 durch die mindestens eine Leuchtdiode D1 und die Induktivität L. Nachdem die Eingangsspannung V_{in} größer ist als die Flussspannung der mindestens einen Leuchtdiode D1, fällt die entsprechende Spannungsdifferenz über der Induktivität L ab. Die Spannung U_L über der Induktivität L korrespondiert mit einem Anstieg des Stromes. Wie in **Fig. 2** zu sehen ist, steigt bei der Dimensionierung gemäß dem ersten Ausführungsbeispiel der Strom I_{Q1C} durch den Transistor und die Spannung U_{D1} an der Leuchtdiode an. Am Ende der Phase a wird der Transistor Q1 abgeschaltet, wie an der Gatespannung U_{Q1G} zu erkennen ist.

[0022] In Phase b, die in **Fig. 1b** gezeigt ist, wird der Strom durch die Induktivität L und die Spannung am Speicherkondensator C2 weitergetrieben und lädt den Resonanzkondensator C1 auf. Die Spannung U_{C1} am Resonanzkondensator steigt. Die Leuchtdiode wird noch weiterbetrieben, aber die Spannung U_{D1} über der Leuchtdiode sinkt. Der Strom durch die Induktivität L nimmt nun ab, fließt jedoch solange in positiver Richtung weiter, bis die gesamte in L gespeicherte Energie an C1 und D1 abgegeben wurde. Irgendwann wird der Strom durch die Induktivität L null. Zu diesem Zeitpunkt besitzt - eine korrekte Dimensionierung vorausgesetzt - der Resonanzkondensator C1 jedoch eine höhere Spannung als die Spannung am Speicherkondensator C2, der auf die Eingangsspannung V_{in} geladen ist, und die Diode D2 beginnt zu leiten.

[0023] Es kommt zum "Umschwingen", und der Betrieb geht in Phase c über, die in **Fig. 1c** dargestellt ist: Der Resonanzkondensator C1 treibt nun einen Strom durch die Diode D2, die Induktivität L und den Speicherkondensator C2. Damit fällt die Spannung am Resonanzkondensator C1. Der Strom durch die Induktivität L fließt nun in umgekehrter Richtung wie zuvor. Der Strom durch die Induktivität L steigt solange an, bis die Spannungen vom Resonanzkondensator C1 und dem Speicherkondensator C2 gleich groß sind. Ab diesem Moment nimmt der Strom durch die Induktivität L ab, da nun die Induktivität L den Resonanzkondensator C1 unter die Eingangsspannung entlädt. Die Spannung vom Resonanzkondensator C1 sinkt weiter ab und zwar so lange bis sie zu Null und dann negativ wird. Allerdings wird die Kondensatorspannung nicht nennenswert negativ, denn nun beginnt in Phase d, die in **Fig. 1d** dargestellt ist, die Body-Diode des Transistors Q1 zu leiten. Solange in der Induktivität L noch Energie gespeichert ist leitet die Body-Diode und es wird Energie von der Induktivität L in den Speicherkondensator C2 transferiert. Während dieses Vorgangs kann der Transistor wieder eingeschaltet werden. Die Ansteuerung des Gates bewirkt eine teilweise oder - wie in **Fig. 2** dargestellt - vollständige Übernahme des Stroms der Body-Diode I_{Q1R} durch den Kanal des Transistors I_{Q1C} und letztlich beginnt der bisher beschriebene Vorgang erneut mit Phase a.

[0024] Diese Betriebsweise sichert einen sogenannten ZVS-Betrieb (Zero Voltage Switching), bei dem der Transistor immer bei einer Spannung ein- beziehungsweise ausgeschaltet wird, die im wesentlichen Null ist. Direkt vor dem Einschalten des Transistors Q1 ist dessen Body-Diode (bzw. eine zum Transistor antiparallel geschaltete Diode, die insbesondere bei der Verwendung eines Bipolartransistors zwingend erforderlich ist) leitend, so dass über dem Transistor näherungsweise keine Spannung anliegt. Beim Abschalten liegt näherungsweise ebenfalls keine Spannung über der Transistor an, da der Resonanzkondensator C1 noch entladen ist und die Spannung an C1 beziehungsweise am Transistor Q1 erst durch den Spulenstrom langsam ansteigt. Während des (ausreichend schnellen) Schaltvorgangs ist in guter Näherung die Spannung über dem Schalttransistor noch Null. Da sowohl beim Ein- wie auch beim Ausschalten des Transistors Q1 keine Spannung über diesem anliegt, entstehen auch keine Schaltverluste. Die theoretische Verlustleistung in Q1 berechnet sich zu: $P_{Q1, \text{loss}} = U_{Q1} \cdot I_{Q1}$. Für ZVS ist daher zwingend eine Resonanzkapazität C1 parallel zum Transistor Q1 und eine Drossel L in Reihe zu diesem erforderlich.

[0025] Zur Steigerung der Effizienz der Schaltung, kann die Diode D2 durch eine Anordnung zur synchronen Gleichrichtung ergänzt werden. So kann beispielsweise die Diode D2 durch einen Transistor, z.B. einen MOSFET, mit entsprechender Ansteuerschaltung ersetzt werden. Alternativ kann die Diode D2 durch eine Serienschaltung von mindestens zwei Leuchtdioden ersetzt werden.

[0026] Eine Regelung der in der mindestens einen Leuchtdiode D1 umgesetzten Leistung beziehungsweise des durch

die Last fließenden mittleren Stromes kann im Gegensatz zum Stand der Technik bei Leuchtdiodentreibern nicht durch eine Pulsweitenmodulation erfolgen, denn sonst könnte das Schalten unter ZVS-Betrieb nicht gewährleistet werden. Stattdessen wird die Ausschaltdauer T_{off} des Schalters, welche sich als Summe der Zeitbereiche b bis d in Fig. 2 und 4 ergibt, konstant gehalten und die Einschaltdauer, die dem Zeitbereich a entspricht, variiert. Die Regelung besitzt die Wandlerfrequenz als Stellgröße. Ein zu geringer Laststrom, d.h. ein zu geringer Spannungsabfall am Messwiderstand R_{Shunt} , führt zu einer Reduktion der Frequenz wohingegen ein zu hoher Laststrom eine Erhöhung der Frequenz nach sich zieht. Als besonders vorteilhaft bei diesem Konzept ist im Vergleich zu anderen weich schaltenden Wandlerkonzepten der Umstand zu nennen, dass die Ausschaltdauer T_{off} verhältnismäßig unabhängig von der Größe der Last ist, da nur im Zeitbereich b das Lastverhalten eingeht. Dies ermöglicht einen besonders einfachen Aufbau der Ansteuer-schaltung.

[0027] Wird eine präzise Regelung des Leuchtdiodenstroms gefordert, ist der Strom durch die mindestens eine Leuchtdiode D1 zu messen, und durch die Regelung wird entsprechend die Wandlerfrequenz variiert. Das Strom-Messsignal kann beispielsweise durch einen Shunt in Reihen zur Leuchtdiode erfasst werden (nicht dargestellt). Dieses Messsignal wird tiefpassgefiltert und der Regelung als Istgröße zugeführt.

[0028] Soll eine konstante Leistung an der mindestens einen Leuchtdiode D1 bereitgestellt werden, ist zudem die Leuchtdiodenspannung zu messen. Die Multiplikation von Leuchtdiodenstrom und Leuchtdiodenspannung beziehungsweise der korrespondierenden nicht tiefpassgefilterten Messsignale liefert die momentane Leistung, welche tiefpassgefiltert der Regelung als Istgröße zugeführt wird.

[0029] Besonders hervorzuheben ist, dass die Schaltung auch ohne den Speicherkondensator C2 funktionieren würde. Allerdings würde dann die für das ZVS zwingend notwendige pendelnde Energie über den Messwiderstand R_{Shunt} die Zuleitung des Gerätes aus der Spannungsquelle V_{in} entnommen und in diese wieder zurückgespeist. Dies würde sich negativ auf die elektromagnetische Verträglichkeit wie auch auf den Wirkungsgrad des Leuchtdiodentreibers auswirken. Durch die besondere Anordnung des Speicherkondensators C2 parallel zur Reihenschaltung aus D1, L und Q1 gemäß Fig. 1, nimmt der Speicherkondensator C2 den Ripplestrom auf. Der Einsatz eines EMV-Filters, z.B. eines Tiefpass-Filters, am Eingang der Schaltung ist zudem möglich. Dieses EMV-Filter versorgt die Schaltung mit einem konstanten Strom. Diese Anordnung des Speicherkondensators C2 hat zudem den Vorteil, dass der Ripplestrom nicht über den Messwiderstand R_{Shunt} fließt und man folglich auf eine Tiefpass-Filterung des Messsignals vom Messwiderstand R_{Shunt} verzichten kann. Das Messsignal kann direkt zur Regelung der Lastleistung bzw. des mittleren Leuchtdiodenstromes verwendet werden. Zudem entfallen die Verluste, welche durch den pulsierenden Strom im Messwiderstand R_{Shunt} entstehen würden.

[0030] Die Verwendung der Spannung am Messwiderstand R_{Shunt} als Messgröße zur Regelung ist besonders vorteilhaft, da dieses Signal - wie oben bereits erwähnt - keinen hochfrequenten Ripple aufweist und zudem massebezogen ist. Dadurch ist der Schaltungsaufwand geringer, da keine "High-Side Messung" erforderlich ist.

[0031] Die Last, also die mindestens eine Leuchtdiode, wird in dieser ersten Ausführungsform mit einem pulsierenden Gleichstrom betrieben. Die antiparallel geschaltete Diode D2 bewirkt hierbei, dass sich der Laststrom nie umkehrt.

[0032] In einer bevorzugten, in den Figuren nicht dargestellten Ausführung wird zur Reduktion der maximalen Spannungsänderungsgeschwindigkeit der an der antiparallel geschalteten (Schalt-)Diode D2 anliegenden Spannung ein Kondensator parallel zur Diode D2 geschaltet. Dieser zusätzliche Kondensator, der im Folgenden als Entlastungskondensator bezeichnet wird, führt zu einer Reduktion des maximal auftretenden dU/dt über der Diode D2 und reduziert damit die in der Diode D2 auftretenden Schaltverluste. Dies ist insbesondere bei der Verwendung von PN-Dioden bzw. PIN-Dioden aus Silizium für die Diode D2 von Vorteil. Der Entlastungskondensator könnte zudem eine Reduktion der gegebenenfalls in der mindestens einen Leuchtdiode auftretenden Schaltverluste bewirken. Der Entlastungskondensator sollte einen ausreichend großen Wert besitzen um eine merkliche Reduktion der maximalen Spannungsänderungsgeschwindigkeit bewirken zu können. Andererseits sollte der Entlastungskondensator nicht zu groß bemessen werden, da sonst die Anforderungen an den Schalter Q1 nennenswert anwachsen. Letzteres betrifft insbesondere die erforderliche Schaltersperrespannung sowie den erforderlichen Schalterstrom von Q1, was zu einem im Allgemeinen kostenintensiveren Schalter Q1 führen würde. Ein guter Kompromiss liegt in einer Wahl des Entlastungskondensators im Bereich zwischen einem Hundertstel und dem Fünfzigfachen des Kapazitätswertes des Kondensators C1, bevorzugt jedoch im Bereich zwischen einem Zwanzigstel und dem Doppelten des Kapazitätswertes des Kondensators C1.

Zweite Ausführungsform

[0033] Fig. 3 zeigt eine zweite Ausführungsform der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung. Diese besitzt den Vorteil, dass nun ein näherungsweise konstanter Strom durch die mindestens eine Leuchtdiode fließt, wie dies in Fig. 4 dargestellt ist. Insbesondere wenn die mindestens eine Leuchtdiode entfernt von der restlichen Schaltung betrieben werden soll, kann in der zweiten Ausführungsform eine einfache Einhaltung der elektromagnetischen Verträglichkeit der Schaltung gewährleistet werden. Der näherungsweise konstante Leuchtdiodenstrom wird durch die zusätzliche Glättung mittels des zweiten Speicherkondensators C3 möglich. Allerdings kann nun die Gleichricht-Eigenschaft der

mindestens eine Leuchtdiode nicht mehr verwendet werden, und es ist die zusätzliche Diode D3 erforderlich. Die Schaltung gemäß **Fig. 3** ist ein Gleichspannungswandler mit ZVS, der prinzipiell für beliebige Gleichspannungslasten verwendet werden kann. Eine einfache Einhaltung der elektromagnetischen Verträglichkeit der Schaltung kann insbesondere dann leicht gewährleistet werden, wenn sich der zusätzliche Speicherkondensator C3 nahe bei der restlichen Schaltung befindet.

[0034] In der folgenden Tabelle sind die Bauteildimensionierungen für die erste und die zweite Ausführungsform angegeben. Ausführungsbeispiel #1 und #2 sind verschiedene Dimensionierungen der ersten Ausführungsform für unterschiedliche Ausgangsleistungen. Ausführungsbeispiele #3 und #4 sind Dimensionierungen für die zweite Ausführungsform. Die Ausführungsbeispiele sind für fünf in Reihe geschaltete Hochleistungsleuchtdioden, z.B. Dragon Leuchtdioden der Fa. Osram Opto-Semiconductors, ausgelegt.

Ausführungsbeispiel	#1	#2	#3	#4
Dimensionierung				
L [nH]	1500	500	500	4000
C1 [nF]	1,0	0,3	1,0	10
C2 [nF]	100	100	100	2200
C3 [nF]	--	--	100	2200
D1	5 Hochleistungsleuchtdioden in Reihenschaltung			
D2	Schnelle Diode (z.B. Schottky)			
D3	--	--	analog D2	
R _{Shunt}	10mΩ	10mΩ	10mΩ	10mΩ
Q1	N-Kanal Power-MOSFET			
Betriebsparameter				
U _{in} [V]	24	24	24	24
f [MHz]	2,65	2,65	2,65	0,38
D [%]	50	85	75	65
P _{D1} [W]	8,6	26,5	21,2	18,5

Die Eingangsspannungen sind jeweils gleich. Die unterschiedliche Leistung ergibt sich anhand unterschiedlicher Betriebsfrequenzen, Bauteildimensionierungen sowie durch den Duty Cycle D. Bei gegebener Bauteildimensionierung kann die Leistung durch Verändern der Frequenz in gewissen Grenzen eingestellt werden, wobei vorteilhafterweise der Duty Cycle D so zu wählen ist, dass sich der ZVS-Betrieb des Schalters Q1 einstellt.

[0035] In vier weiteren Ausführungsbeispielen #1a bis #4a werden keine Schottky-Dioden sondern Silizium-PiN-Dioden für die Dioden D2 verwendet. Alle sonstigen Dimensionierungen stimmen jedoch mit denen für die Ausführungsbeispiele #1 bis #4 gemäß der obigen Tabelle überein. Zur Reduktion der maximalen Spannungsänderungsgeschwindigkeit der Dioden D2 werden jeweils Entlastungskondensatoren mit einem Zehntel des Kapazitätswertes des Kondensators C1, folglich mit 100pF, 30pF, 100pF bzw. 1nF parallel zur Diode D2 geschaltet. In den Ausführungsbeispielen #3a und #4a führt dies gleichzeitig zu einer ebenfalls vorteilhaften Reduktion der maximalen Spannungsänderungsgeschwindigkeit der Diode D3.

[0036] Die Regelung im Fall einer Gleichspannungswandleranwendung bei der eine konstante Ausgangsspannung gefordert wird, würde Abweichungen der Spannung des zweiten Speicherkondensators C3 vom vorgegebenen Sollwert minimieren. Es könnte aber auch der Strom durch die mindestens eine Leuchtdiode D1 gemessen werden und entsprechend auf diesen geregelt werden.

[0037] Anstelle auf die tatsächliche Leuchtdiodenleistung zu regeln, kann in sehr vielen Anwendungen eine Regelung auf die Eingangsleistung des Leuchtdiodentreibers stattfinden. Dann genügt z.B. die Messung der Eingangsspannung V_{in} und des Eingangsstroms, z.B. des Stromes durch den Messwiderstand R_{Shunt}, und die hieraus ermittelte Eingangsleistung, um gegebenenfalls unter Berücksichtigung des Wandlerwirkungsgrades die Leuchtdiodenleistung hinreichend genau zu regeln. Da es keiner direkten Messung an der Leuchtdiode bedarf, führt dies zu einem besonders kostengünstigen Treiber. Darf man zudem von einer näherungsweise konstanter Eingangsspannung V_{in} ausgehen, kann auch die Messung der Eingangsspannung entfallen. Ist der Wirkungsgrad des Treibers in Abhängigkeit von z.B. der Eingangs-

spannung U_{in} und der Temperatur bekannt, können diese in entsprechenden Tabellen z.B. in einem Mikrocontroller hinterlegt werden. Diese Einflussgrößen können dann von einem Mikrocontroller "herausgerechnet" werden. Der Sollwert für die Regelung wird folglich abhängig von den Einflussgrößen und damit abhängig vom aktuellen Wirkungsgrad der Schaltungsanordnung entsprechend angepasst. Das beschriebene Vorgehen erfordert meistens überhaupt keinen zusätzlichen Hardware-Aufwand, da diese Einflussgrößen ohnehin vom Mikrocontroller erfasst werden: Die Eingangsspannung U_{in} wird wegen des Über- und Unterspannungsschutzes ohnehin erfasst. Ebenso verhält es sich mit der Temperatur der Leuchtdiode, da diese wegen des "Derating", d.h. der Reduktion der Leuchtdiodenleistung bzw. des Leuchtdiodenstroms bei Übertemperatur, ebenfalls ohnehin zu erfassen ist.

Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zum Betrieb mindestens einer Halbleiterlichtquelle (D1) mit einem Eingang zum Eingeben einer Eingangsspannung, einem Ausgang zum Ausgeben einer Ausgangsspannung an die Halbleiterlichtquelle (D1), wobei der Hauptstrompfad der Schaltungsanordnung zwischen den beiden Eingangsanschlüssen liegt, und aus einer Serienschaltung eines Schalters (Q1), einer Induktivität (L) und einer Antiparallelschaltung einer ersten Diode (D2) oder Halbleiterlichtquelle und der mindestens einen Halbleiterlichtquelle (D1) besteht, **dadurch gekennzeichnet, dass** parallel zu der mindestens einen Halbleiterlichtquelle (D1) ein erster Speicherkondensator (C3) angeordnet ist, und in Serie zu dieser Parallelschaltung eine zweite Diode (D3) angeordnet ist.
2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet, dass** parallel zum Schalter (Q1) ein Resonanzkondensator (C1) angeordnet ist, dessen Kapazität größer ist, als die effektiv wirksame parasitäre Kapazität des Schalters (Q1).
3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Eingangsspannung größer ist als die Ausgangsspannung, und die Schaltungsanordnung den Schalter (Q1) zum Betrieb der mindestens einen Halbleiterlichtquelle (D1) mit hoher Frequenz taktet.
4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Taktfrequenz des Schalters (Q1) größer als 80 kHz, insbesondere größer als 500kHz ist.
5. Schaltungsanordnung einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** bei mehreren Halbleiterlichtquellen (D1) diese seriell verschaltet sind.
6. Schaltungsanordnung einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** parallel zum Hauptstrompfad ein zweiter Speicherkondensator (C2) angeordnet ist.
7. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** seriell zum Hauptstrompfad zusätzlich ein Strommesswiderstand (R_{Shunt}) angeordnet ist.
8. Schaltungsanordnung nach Anspruch 7, **dadurch gekennzeichnet, dass** ein Pol des Strommesswiderstandes (R_{Shunt}) an Masse angeschlossen ist, und der andere Pol des Strommesswiderstandes (R_{Shunt}) an einen Pol des ersten Speicherkondensators (C2) und an einen Pol des Schalters (Q1) angeschlossen ist.
9. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** sie den Schalter (Q1) im ZVS-Modus betreibt.
10. Schaltungsanordnung nach Anspruch 9, **dadurch gekennzeichnet, dass** sie den Schalter (Q1) mit einer konstanten Ausschaltzeit und einer variablen Einschaltzeit betreibt.
11. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** ein Entlastungskondensator vorgesehen ist.
12. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** sie ausgebildet ist, die an die mindestens eine Halbleiterlichtquelle (D1) abgegebene Leistung über die Frequenz einzustellen.
13. Schaltungsanordnung nach Anspruch 15, **dadurch gekennzeichnet, dass** die an die mindestens eine Halbleiterlichtquelle (D1) abgegebene Leistung bei kleinerer Frequenz höher und bei größerer Frequenz niedriger ist.

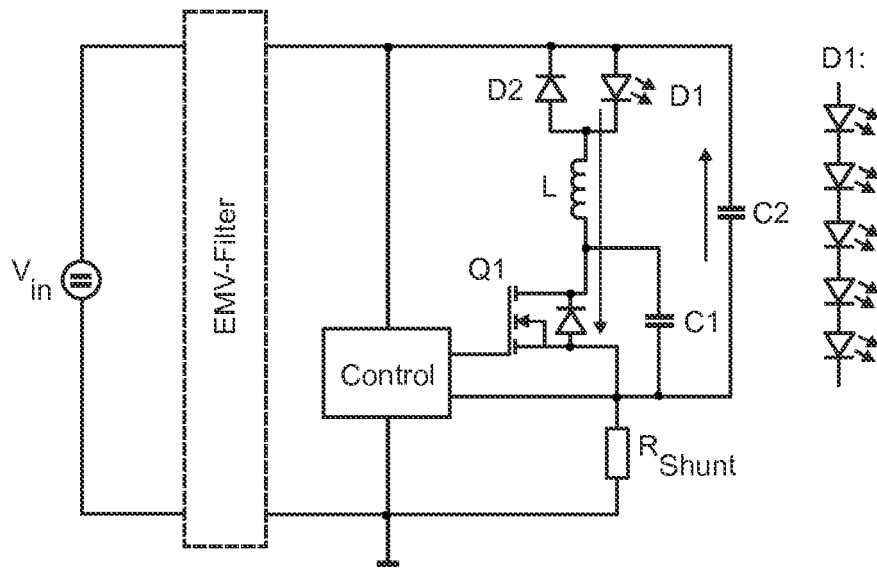


FIG 1a

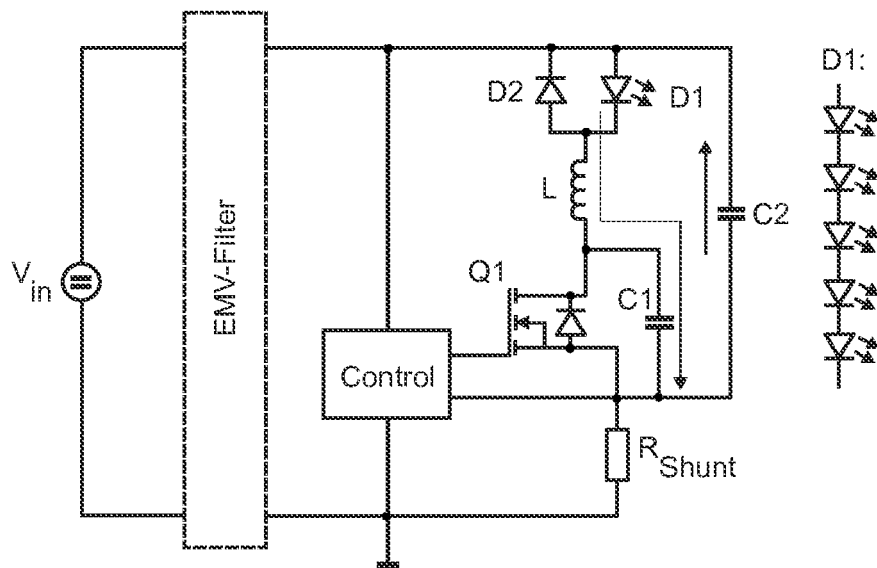


FIG 1b

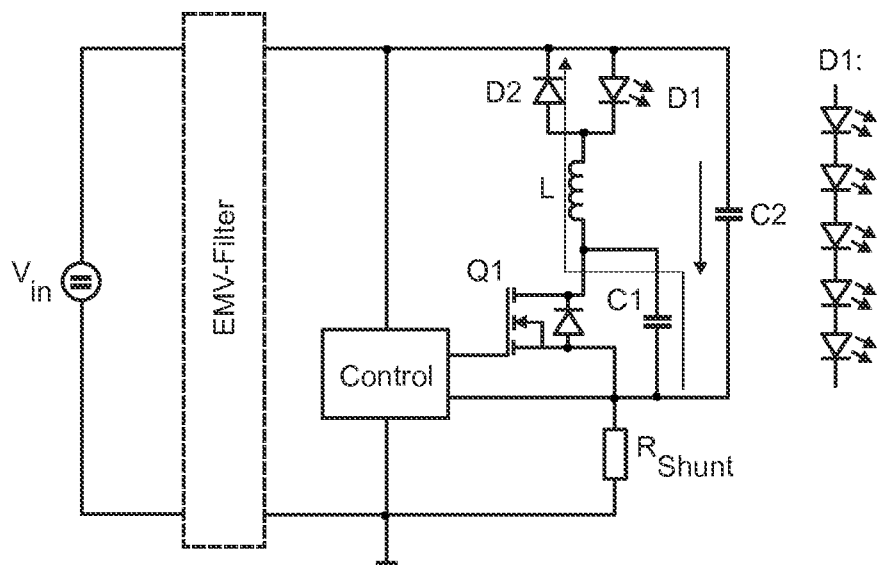


FIG 1c

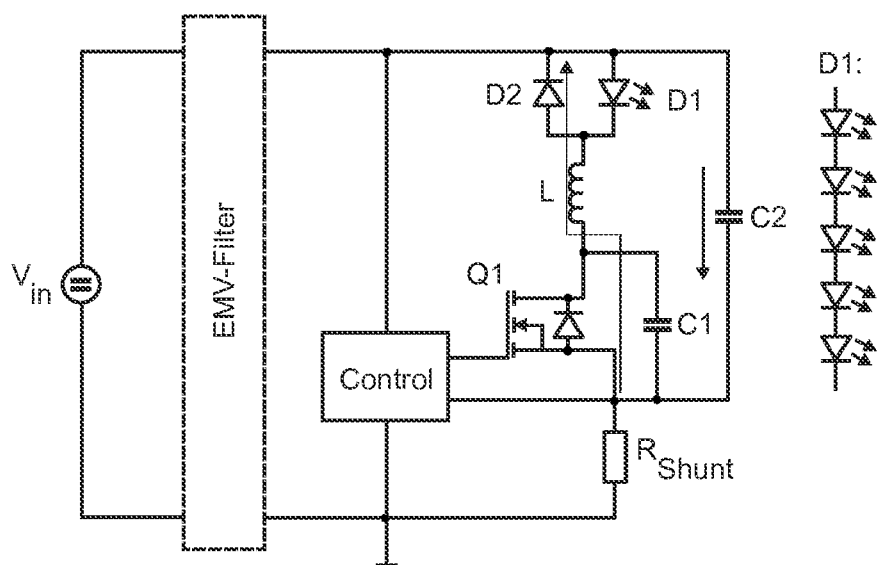


FIG 1d

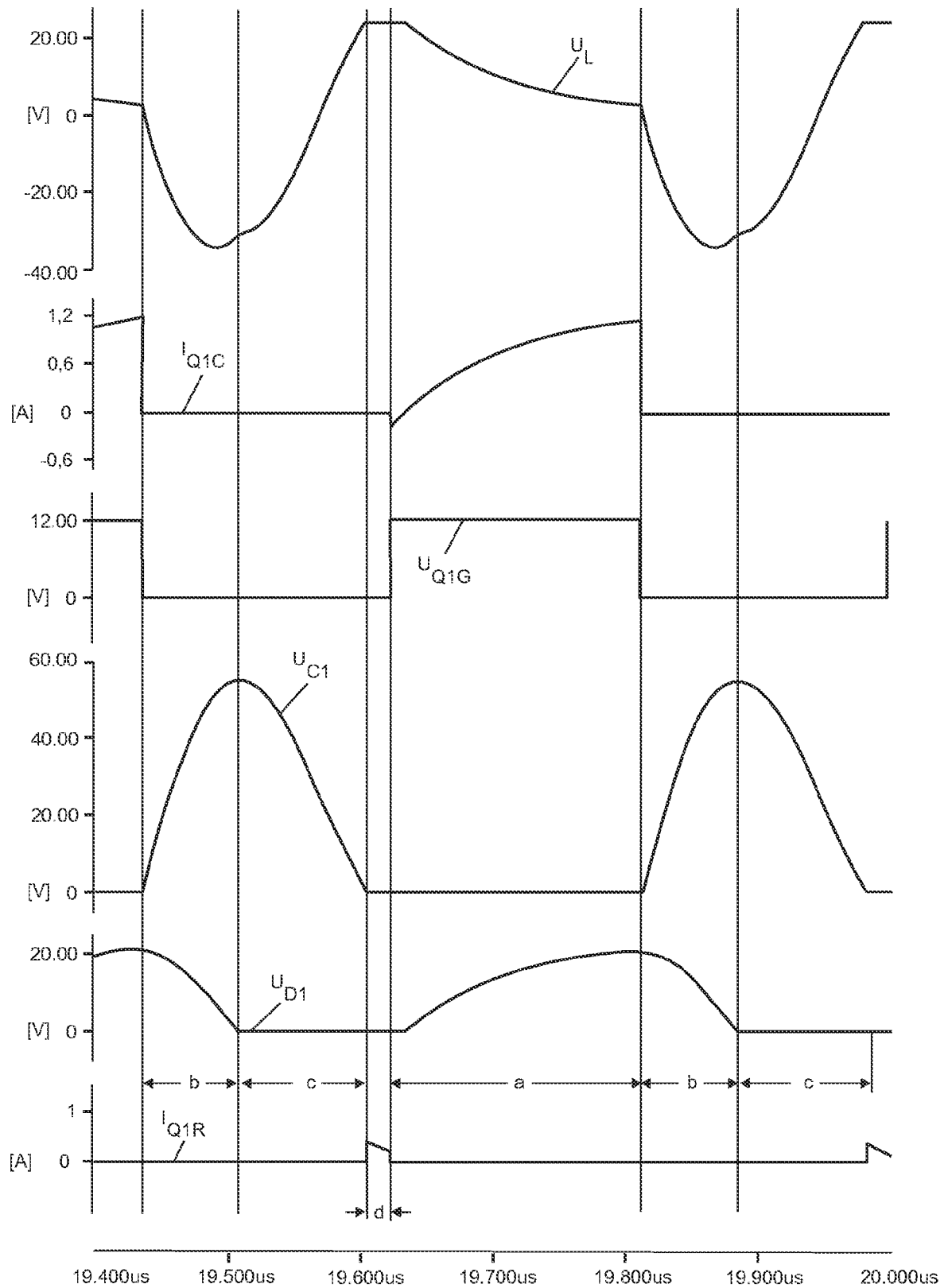


FIG 2

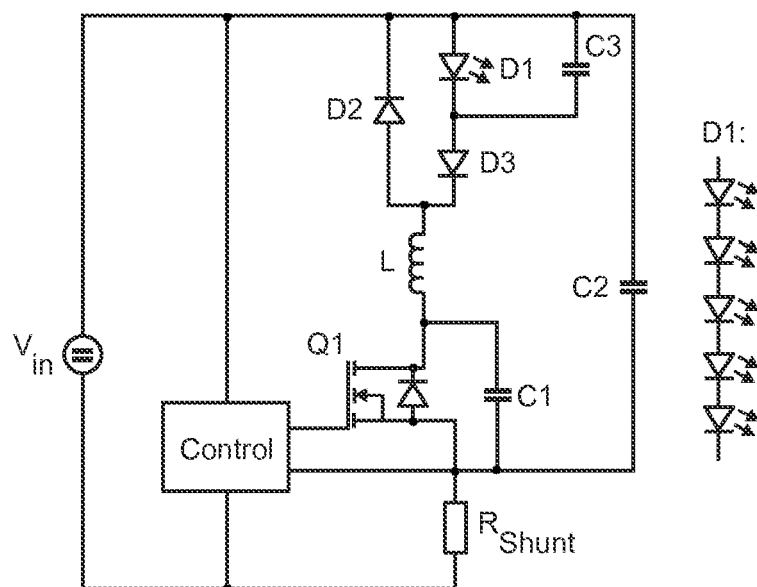


FIG 3

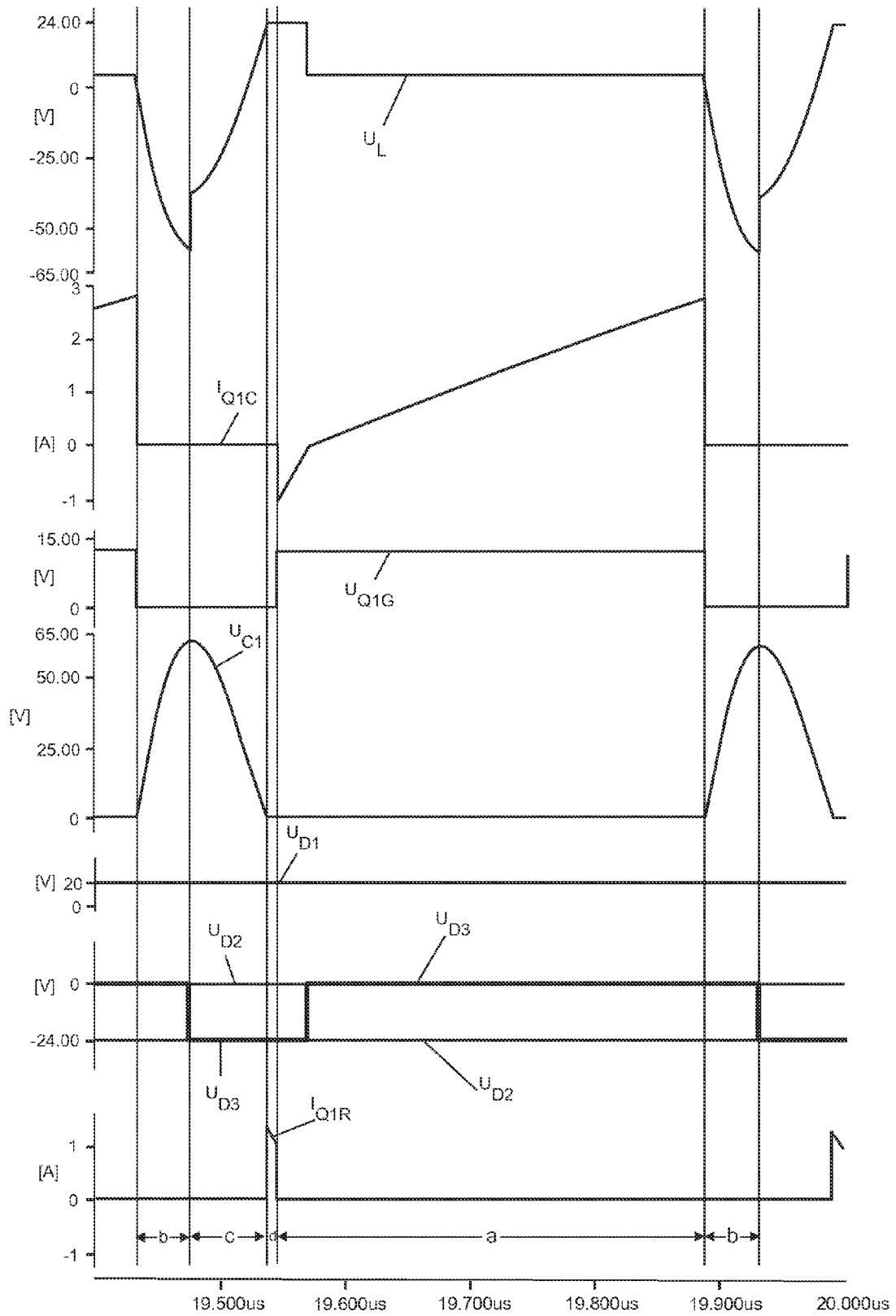


FIG 4

IN DER BESCHREIBUNG AUFGEFÜHRTE DOKUMENTE

Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde ausschließlich zur Information des Lesers aufgenommen und ist nicht Bestandteil des europäischen Patentdokumentes. Sie wurde mit größter Sorgfalt zusammengestellt; das EPA übernimmt jedoch keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.

In der Beschreibung aufgeführte Patentdokumente

- EP 0948241 A2 [0003] [0004] [0005]