

(19)



(11)

EP 3 923 680 B1

(12)

EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des Hinweises auf die Patenterteilung:
01.01.2025 Patentblatt 2025/01

(51) Internationale Patentklassifikation (IPC):
H05B 45/10 ^(2020.01) **H05B 45/54** ^(2020.01)
H05B 45/48 ^(2020.01)

(21) Anmeldenummer: **21178471.5**

(52) Gemeinsame Patentklassifikation (CPC):
H05B 45/10; H05B 45/48; H05B 45/54

(22) Anmeldetag: **09.06.2021**

(54) **SCHALTUNG ZUM ÜBERBRÜCKEN VON LED-KETTEN**

CIRCUIT FOR BRIDGING LED CHAINS

CIRCUIT DE PONTAGE DES CHAÎNES DEL

(84) Benannte Vertragsstaaten:
**AL 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 RS SE SI SK SM TR**

(30) Priorität: **10.06.2020 DE 102020115437**

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
15.12.2021 Patentblatt 2021/50

(73) Patentinhaber: **Marelli Germany GmbH
72762 Reutlingen (DE)**

(72) Erfinder:
• **Jedek, Andreas
72793 Pfullingen (DE)**
• **Blum, Dirk
72076 Tübingen (DE)**

(74) Vertreter: **DREISS Patentanwälte PartG mbB
Friedrichstraße 6
70174 Stuttgart (DE)**

(56) Entgegenhaltungen:
**DE-A1- 102006 031 679 DE-A1- 102015 204 526
DE-U1- 202017 100 741 US-A1- 2018 098 392
US-A1- 2018 338 361 US-B1- 9 781 789**

- **YIN SHAN ET AL: "An Accurate Subcircuit Model of SiC Half-Bridge Module for Switching-Loss Optimization", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, US, vol. 53, no. 4, 1 July 2017 (2017-07-01), pages 3840 - 3848, XP011656794, ISSN: 0093-9994, [retrieved on 20170717], DOI: 10.1109/TIA.2017.2691734**
- **LASZLO BALOGH: "Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits, Application Report SLUA618A", 15 October 2018 (2018-10-15), Dallas, Texas, USA, pages 1 - 48, XP055622268, Retrieved from the Internet <URL:http://www.ti.com/lit/ml/sl原因618a/sl原因618a.pdf> [retrieved on 20190913]**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents im Europäischen Patentblatt kann jedermann nach Maßgabe der Ausführungsordnung beim Europäischen Patentamt gegen dieses Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist. (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

EP 3 923 680 B1

Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft eine Schaltung nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

[0002] Aus DE 10 2015 204526 A1 ist bereits eine solche Schaltung bekannt.

[0003] US 2018/338361 A1 betrifft ein Lichtmodul.

[0004] Eine weitere Schaltung zum Einschalten und Ausschalten von wenigstens einer Halbleiterlichtquelle, die innerhalb einer Reihenschaltung von ersten Leuchtdioden angeordnet ist, stellt einen internen Stand der Technik dar. Bei der bekannten Schaltung ist ein erstes Ende der Reihenschaltung an eine Arbeitskonstantstromquelle angeschlossen und ein zweites Ende der Reihenschaltung ist an einen Masseanschluss angeschlossen. Dabei ist ein Feldeffekttransistor elektrisch parallel zu der Halbleiterlichtquelle geschaltet. Ein Sourceanschluss des Feldeffekttransistors ist an einen ersten Anschluss der Halbleiterlichtquelle angeschlossen. Ein Drainanschluss des Feldeffekttransistors ist an einen zweiten Anschluss der Halbleiterlichtquelle angeschlossen. Ein Gateanschluss des Feldeffekttransistors ist über einen Kondensator an einen Sourceanschluss des Feldeffekttransistors angeschlossen.

[0005] Darüber hinaus ist aus der DE 10 2006 031 679 A1 eine Schaltungsanordnung zur elektrischen Ansteuerung eines Kraftfahrzeugscheinwerfers bekannt.

[0006] Bei der Schaltung des internen Standes der Technik ist die wenigstens eine Halbleiterlichtquelle zum Beispiel eine einzelne LED oder eine Kette, also eine Reihenschaltung von mehreren LEDs. Solche Reihenschaltungen werden zum Beispiel als Lichtquellen in Beleuchtungseinrichtungen von Kraftfahrzeugen verwendet. Diese Lichtquellen werden in der Regel mit einem pulsweitenmodulierten Signal betrieben, das eine Frequenz von zum Beispiel 100 Hz bis 200 Hz aufweist. Mit dieser Frequenz werden die Lichtquellen ein- und ausgeschaltet, so dass sich Stromphasen und Strompausen abwechseln. Der menschliche Sehsinn nimmt dies als eine mittlere Helligkeit wahr, wobei die Lichtquellen umso heller erscheinen, je länger die Stromphasen und je kürzer die Strompausen sind.

[0007] Das schnelle Ein- und Ausschalten führt zu steilen Flanken im Stromverlauf über der Zeit. Als Folge kann eine Emission von Störstrahlung auftreten, die zur Verletzung von Vorschriften zur elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) führen kann. Mit dem Kondensator CGS2 der bekannten Schaltung kann die Flankensteilheit verringert werden. Ein Nachteil dieser Lösung besteht darin, dass ein Einstellbereich dieser Maßnahme, d.h. ein mögliches Ausmaß der Verringerung der Flankensteilheit sehr begrenzt ist.

[0008] Vor diesem Hintergrund besteht die Aufgabe der vorliegenden Erfindung in der Angabe einer Schaltung der eingangs genannten Art, die sich durch einen vergrößerten Einstellbereich und damit durch eine verbesserte elektromagnetische Verträglichkeit auszeichnet.

[0009] Diese Aufgabe wird mit den Merkmalen des Anspruchs 1 gelöst.

[0010] Die Steuerstromquelle begünstigt die Einstellbarkeit der Flankensteigungen und lädt den Kondensator CGD1 mit konstantem Strom. Damit steigt die Gate Source Spannung des Feldeffekttransistors konstant an. Die Parallelschaltung der Diode Ddischarge mit dem Widerstand R4 ermöglicht ein unterschiedlich langes Entladen im Vergleich zum Laden der MOSFET-Kapazitäten und der externen Kapazitäten.

[0011] Durch den zusätzlichen Kondensator CGD1 ist es möglich, die kritische Flanke beim Einschalten des MOSFET, die mit einem hohen Strompeak verbunden ist, flacher zu gestalten und die Höhe des Strompeaks zu reduzieren. Durch die Diode Ddischarge und den Widerstand R6 ist es nun möglich, die unkritische Flanke beim Abschalten des MOSFETs zu beschleunigen, die Drain-Source-Spannungsänderung zu vergrößern, um damit die Verlustleistung im Feldeffekttransistor zu reduzieren und die Verzögerung, mit der in den gewünschten hochohmigen Zustand gewechselt wird, zu verringern.

[0012] Die Erfindung ermöglicht durch die Reduzierung der Entladeströme die Verwendung größerer Ausgangskondensatoren eines DC/DC-Wandlers als Steuerstromquelle, was die Einhaltung von EMV-Richtlinien erleichtert.

[0013] Die Erfindung ermöglicht kleinere Spitzenströme beim Überbrücken der LED-Ketten, dadurch geringere EMV-Störgrößen, und weniger Maximalstromüberschreitungen für die nichtüberbrückbaren LEDs.

[0014] Die Erfindung ermöglicht es, dass auch mehreren LEDs zur gleichen Zeit überbrückt werden können, da maximale Stromwerte eingehalten werden.

[0015] Die Erfindung schafft die Möglichkeit, mit Ddischarge und R4 die Drain-Source-Spannungsänderung zwischen Drain und Source und damit für den Ausgangskondensator des DC/DC-Wandlers für den Ausschaltmoment des MOSFETs anders zu gestalten als für den Einschaltmoment über R6.

[0016] Dadurch können die Verluste im Feldeffekttransistor reduziert werden, bei Beibehaltung der Stromspitzenunterdrückung, während des verlangsamten Einschaltens. Der Feldeffekttransistor kann schneller in den gewünschten hochohmigen Zustand wechseln.

[0017] Die Erfindung zeichnet sich dadurch aus, dass der Arbeitskonstantstromquelle ein Kondensator parallel geschaltet ist.

[0018] Bevorzugt ist es, wenn der Feldeffekttransistor ein MOSFET, insbesondere ein n-Kanal MOSFET ist.

[0019] Erfindungsgemäß ist vorgesehen, dass die Halbleiterlichtquelle eine Zusammenschaltung von mehreren zweiten Leuchtdioden aufweist.

[0020] Erfindungsgemäß weist die Zusammenschaltung eine Reihenschaltung von mehreren zweiten Leuchtdioden auf.

[0021] Bevorzugt ist, dass die ersten Leuchtdioden und die zweiten Leuchtdioden gleich sind.

[0022] Weiter ist bevorzugt, dass die ersten Leucht-

dioden von einem ersten Typ sind und die zweiten Leuchtdioden von einem zweiten Typ sind, wobei sich die beiden Typen voneinander unterscheiden. Der Unterschied besteht darin, dass die beiden Typen unterschiedlich große Lichtströme emittieren.

[0023] Eine weitere bevorzugte Ausgestaltung zeichnet sich dadurch aus, dass die ersten Leuchtdioden dazu eingerichtet sind, Licht einer ersten Lichtfarbe zu emittieren und die zweiten Leuchtdioden dazu eingerichtet sind, Licht einer zweiten Lichtfarbe zu emittieren, die sich von der ersten Lichtfarbe unterscheidet.

[0024] Eine bevorzugte Verwendung der Schaltung erfolgt zum Einschalten und Ausschalten von Leuchtdioden in Beleuchtungseinrichtungen von Kraftfahrzeugen.

[0025] Weitere Vorteile ergeben sich aus der nachfolgenden Beschreibung, den Zeichnungen und den Unteransprüchen. Es versteht sich, dass die vorstehend genannten und die nachstehend noch zu erläuternden Merkmale nicht nur in der jeweils angegebenen Kombination, sondern auch in anderen Kombinationen oder in Alleinstellung verwendbar sind, ohne den Rahmen der vorliegenden Erfindung zu verlassen.

[0026] Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in den Zeichnungen dargestellt und werden in der nachfolgenden Beschreibung näher erläutert.

[0027] Dabei zeigen, jeweils in schematischer Form:

- Figur 1 ein Schaltbild der Schaltung, die den internen Stand der Technik darstellt;
- Figur 2a Verläufe der Gate-Source-Spannung über der Zeit bei der Schaltung nach Figur 1;
- Figur 2b zeigt Verläufe des Stroms durch die LED D7 der Figur 1;
- Figur 2c Verläufe des Stroms durch die Halbleiterlichtquelle;
- Figur 2d Verläufe des Stroms durch die LED D13 der Figur 1;
- Figur 2e Verläufe der Drain-Source-Spannung des in der Schaltung nach Figur 1 verwendeten MOSFETs;
- Figur 3 ein Ausführungsbeispiel der erfindungsgemäßen Schaltung;
- Figur 4 ein Strom - Spannungs - Kennlinienfeld eines MOSFET;
- Figur 5a Verläufe der Gate-Source-Spannung in der Schaltung nach Figur 1 über der Zeit;
- Figur 5b Verläufe des Stroms durch die LED D7 der Schaltung nach Figur 1;

Figur 5c Verläufe des Stroms durch die Halbleiterlichtquelle der Schaltung nach Figur 1;

Figur 5d Verläufe des Stroms durch die LED D13 der Schaltung nach Figur 1;

Figur 5e Verläufe der Drain-Source-Spannung des in der Schaltung nach Figur 3 verwendeten MOSFETs; und

Figur 6 an sich bekannte Zusammenhänge zwischen einigen Feldeffekttransistor Parametern beim Einschalten eines MOSFET.

[0028] Im Einzelnen zeigt die Figur 1 eine Schaltung 10 zum Einschalten und Ausschalten von wenigstens einer Halbleiterlichtquelle 12, die innerhalb einer Reihenschaltung von Leuchtdioden angeordnet ist. Die Halbleiterlichtquelle 12 ist hier eine Kette von LEDs D8, D9, D10, D11, D12, die ihrerseits in Reihe geschaltet sind. Die Kette bildet mit den äußeren LEDs D7 und D13 die genannte Reihenschaltung. Ein erstes Ende 14 der Reihenschaltung ist an eine Arbeitskonstantstromquelle 16 angeschlossen, und ein zweites Ende 18 der Reihenschaltung ist an einen Masseanschluss 20 angeschlossen. Die Arbeitskonstantstromquelle 16 ist bevorzugt ein DC/DC Wandler. Ein zur Glättung dienender Ausgangskondensator C4 ist parallel zu der Arbeitskonstantstromquelle 16 geschaltet. Ein Feldeffekttransistor 22 ist elektrisch parallel zu der Halbleiterlichtquelle 12 geschaltet. Dabei ist ein Sourceanschluss Source 2 des Feldeffekttransistors 22 an einen ersten Anschluss 24 der Halbleiterlichtquelle 12 angeschlossen, und ein Drainanschluss Drain 2 des Feldeffekttransistors 22 ist an einen zweiten Anschluss 26 der Halbleiterlichtquelle 12 angeschlossen. Ein Gateanschluss Gate2 des Feldeffekttransistors 22 ist über einen Kondensator CGS2 an den Sourceanschluss Source 2 des Feldeffekttransistors 22 und über einen Widerstand R2 an eine Steuerspannungsquelle V1 angeschlossen. Die Steuerspannungsquelle gibt eine Steuerspannung u_{in} aus.

[0029] Die Schaltgeschwindigkeit, mit der die LEDs D8 bis D12 der Halbleiterlichtquelle 12 überbrückt werden, hängt von diversen Feldeffekttransistor-typischen Parametern ab, wie zum Beispielseiner Gesamt-Gate-Ladung, seiner Risettime und seiner Fulltime.

[0030] Dadurch, dass, wie im Beispiel der Figur 1, mehrere LEDs D8 bis D12 zur gleichen Zeit überbrückt werden müssen, ist das Verhältnis der Drain-Source-Spannungsänderung Δu zur Änderungszeitspanne Δt sehr groß, was wiederum zu einer Stromspitze in den nicht geschalteten LEDs D7 und D13 in Figur 1 führt. Diese Stromspitze kann zum LED-Totalschaden oder einer Vorschädigung führen.

[0031] Die Stromspitze kann im Prinzip durch gezieltes Steuern der Drain-Source-Spannung des Feldeffekttransistors 22 reduziert werden, in dem dessen Schaltgeschwindigkeit verringert wird. Um die Schaltgeschwin-

digkeit des Feldeffekttransistors 22 zu verringern, wurde zum Beispiel bei einem n-Kanal Feldeffekttransistor 22 ein Kondensator CGS2 zwischen Gate2 und Source Source2 eingebaut. Ein Nachteil dieser Lösung ist, dass der Einstellbereich sehr begrenzt ist.

[0032] Die Figuren 2a bis 2e zeigen qualitativ Verläufe verschiedener Größen, wie sie beim Betrieb der Schaltung 10 auftreten, jeweils für drei verschiedene Werte des Kondensators CG2. Für jede der Figuren 2a bis 2e gilt, dass eine Vergrößerung der Kapazität des Kondensators CGS2 die Steilheit der Verläufe verringert.

[0033] Figur 2a zeigt Verläufe der Gate-Source-Spannung über der Zeit. Figur 2b zeigt Verläufe des Stroms durch die LED D7. Figur 2c zeigt Verläufe des Stroms durch die LED D8, also durch die Halbleiterlichtquelle 12, und Figur 2d zeigt Verläufe des Stroms durch die LED D13. Figur 2e zeigt Verläufe der Drain-Source-Spannung des Feldeffekttransistors 22.

[0034] Wie man sieht, liegen die Verläufe in jeder Teilfigur noch relativ dicht beieinander, was ein Abbild eines relativ kleinen Einstellbereichs bei Änderungen der Kapazität des Kondensators CGS2 darstellt.

[0035] Im Prinzip hat der Kondensator CGS2 den folgenden technischen Effekt: Im Moment des Umschaltens, in dem die LEDs D8 bis D12 überbrückt werden, wird die Energie, die im Ausgangskondensator C4 der Arbeitskonstantstromquelle 16 gespeichert ist, entladen. Am Kondensator CGS2 ergibt sich eine Änderung der Drain-Source-Spannung des Feldeffekttransistors 22 in einer bestimmten Zeit. Der Strom wird durch den Ausgangswiderstand des Feldeffekttransistors 22 begrenzt. Je langsamer der Ausgangswiderstand fällt, also je länger er hochohmig bleibt, umso kleiner ist die Stromspitze.

[0036] Mit der zusätzlichen Kapazität CGS2 kann der Anstieg des Ausgangswiderstands des MOSFETs 22 verlangsamt werden, da die Gate-Source-Spannung durch den externen Kondensator CGS2 langsamer anwächst, und somit der LED-Spitzen-Strom später seinen Scheitelwert erreicht. Der maximale Wert des LED-Stroms ist mit der externen Gate-Source-Kapazität CGS2 immer kleiner als ohne, was den Ablauf des Schaltprozesses erwünscht verlangsamt. Wie bereits erwähnt, besteht ein Nachteil dieser Lösung darin, dass ein Einstellbereich dieser Maßnahme, d.h. ein mögliches Ausmaß der Verringerung der Flankensteilheit, in Abhängigkeit von der Kapazität des Kondensators CGS2 sehr begrenzt ist.

[0037] Figur 3 zeigt ein Ausführungsbeispiel der erfindungsgemäßen Schaltung 100 mit welcher der Einstellbereich der Schaltgeschwindigkeit des MOSFETs 22 erweitert wird. Im Einzelnen zeigt die Figur 3, wie auch schon die Figur 1, eine Halbleiterlichtquelle 12, bestehend aus einer LED-Kette, die innerhalb einer Reihenschaltung von Leuchtdioden angeordnet ist. Dabei ist ein erstes Ende SEG3 der Reihenschaltung an eine Arbeitskonstantstromquelle 16 angeschlossen, und ein zweites Ende 18 der Reihenschaltung ist an einen Masseanschluss 20 angeschlossen. Ein Feldeffekttransistor 22

ist elektrisch parallel zu der Halbleiterlichtquelle 12 geschaltet, wobei ein Sourceanschluss Source1 des Feldeffekttransistors 22 an einen ersten Anschluss SEG1 der Halbleiterlichtquelle 12 angeschlossen ist, ein Drainanschluss Drain1 des Feldeffekttransistors 22 an einen zweiten Anschluss SEG 2 der Halbleiterlichtquelle 12 angeschlossen ist und ein Gateanschluss Gate1 des Feldeffekttransistors 22 an eine Steuerstromquelle I2 und über einen Kondensator CGS1 an den Sourceanschluss Source1 des Feldeffekttransistors 22 angeschlossen ist.

[0038] Die Schaltung 100 nach der Figur 3 unterscheidet sich von der Schaltung 10 nach der Figur 1 dadurch, dass der Drainanschluss Drain1 des Feldeffekttransistors 22 bei der Schaltung 100 über einen Kondensator CGD1 an den Gateanschluss Gate1 des Feldeffekttransistors 22 angeschlossen ist und dass die Steuerstromquelle I2 über eine Parallelschaltung aus einer Diode Ddischarge und einem ohmschen Widerstand R6 an den Gateanschluss Gate1 des Feldeffekttransistors 22 angeschlossen und über einen ohmschen Widerstand R4 an den Sourceanschluss Source1 des Feldeffekttransistors 22 angeschlossen ist. Die Steuerstromquelle I2 ist bevorzugt eine Konstantstromquelle.

[0039] Fig. 4 zeigt ein Strom (I_{ds}) - Spannungs (V_{ds}) - Kennlinienfeld eines MOSFET. Das Kennlinienfeld weist einen ohmschen Bereich 30 und einen Sättigungsbereich 32 auf. Bei einem n-Kanal-MOSFET als Feldeffekttransistor 22 wird die Änderung der Spannung zwischen Gate und Source durch den weiteren Kondensator CGD1 während des Schaltvorgangs verlangsamt. Damit benötigt der Feldeffekttransistor mehr Zeit, um vom ohmschen Bereich 30 seiner Strom-Spannungs-Kennlinien in den gesättigten Bereich 32 zu wechseln. Je länger der Feldeffekttransistor 22 während des Schaltvorgangs im ohmschen Bereich 30 seiner Strom-Spannungs-Kennlinien bleibt, desto mehr im Ausgangskondensator C4 gespeicherte elektrische Energie wird im Feldeffekttransistor 22 in Wärme umgewandelt. Daraus ergibt sich die erwünschte Wirkung, dass der über den Feldeffekttransistor 22 und die LEDs D0 und D6 fließende Strom nicht ganz so hohe Werte erreicht wie es ohne den weiteren Kondensator CGD1 der Fall wäre.

[0040] Der erfindungsgemäß zusätzliche Kondensator CGD1 liegt elektrisch zwischen dem Gate Gate1 und dem Drain Drain1 des Feldeffekttransistors 22.

[0041] Die Figuren 5a bis 5e zeigen qualitativ Verläufe verschiedener Größen, wie sie beim Betrieb der Schaltung auftreten, jeweils für drei verschiedene Werte des Kondensators CG2. Für jede der Figuren gilt, dass eine Vergrößerung der Kapazität des Kondensators CGS2 die Steilheit der Verläufe verringert.

[0042] Figur 5a zeigt Verläufe der Gate-Source-Spannung $V(\text{Gate1, SEG1})$ über der Zeit. Figur 5b zeigt Verläufe des Stroms durch die LED D0. Figur 5c zeigt Verläufe des Stroms durch die LED D1, also durch die Halbleiterlichtquelle 12 der Schaltung 100, und Figur 2d zeigt Verläufe des Stroms durch die LED D6. Figur 2e zeigt

Verläufe der Drain-Source-Spannung $V(\text{Drain1, SEG1})$.

[0043] Wie man sieht, liegen die Verläufe in zeitlicher Hinsicht weniger dicht beieinander als die dazu korrespondierenden Verläufe der Figur 2, die sich ohne den Kondensator CGD1 ergeben. Diese Streckung der zeitlichen Verläufe der Figur 5 im Vergleich zu den zeitlichen Verläufen der Figur 2 verdeutlicht die erwünschte Vergrößerung des Einstellbereiches, die sich bei Verwendung der erfindungsgemäßen Schaltung 100 an Stelle der Schaltung 10 nach der Figur 1 ergibt.

[0044] Figur 6 zeigt an sich bekannte Zusammenhänge zwischen einigen Feldeffekttransistor Parametern beim Einschalten eines Feldeffekttransistors. Dabei steht V für eine Spannung, I für einen Strom, Q für eine Ladung, D für Drain, S für Source, G für Gate, p_l für Plateau, th für threshold, tot für total und T für einen Zeitpunkt.

[0045] In der Zeitspanne $T1 - T0$ wird die Gate Source Kapazität des Feldeffekttransistors 22 bis zur Durchbruchspannung $V_{GS(th)}$ geladen. Die Drain Source Spannung V_{DS} und der Drain Strom I_D ändern sich nicht. In der Zeitspanne $T2 - T1$ wächst die Gatespannung V_{GS} weiter bis zum Plateau. Der Drain Strom I_D wächst bis zum Maximalwert an. In der Zeitspanne $T3 - T2$ verharrt die Gate Source Spannung auf dem Millerplateau $V_{GS(pl)}$.

[0046] Wie in Figur 5a $V(\text{Gate1, SEG1})$ zu erkennen ist, steigt der am meisten rechts verlaufende Verlauf langsamer an, als der am meisten links liegende Verlauf und der mittlere Verlauf. Der am meisten rechts liegende Verlauf ergibt sich aus dem größten CGD1. Durch die Maßnahme wird erreicht, dass nicht nur der Anstieg der Durchbruchspannung $V_{GS(th)}$ zur Plateauspannung $V_{GS(pl)}$ verzögert wird (siehe Figur 6), sondern dass durch die Verlängerung des Miller-Plateaus $V_{GS(pl)}$ die Drain Source Spannung V_{DS} nicht so schnell abfallen kann. Damit reduziert sich die Spannung zwischen Drain Drain1 und Source Source1 über eine definierte Zeit. Die im parallel zur Arbeitskonstantstromquelle 16 liegenden Kondensator C2 gespeicherte Energie wird als Folge über einen verlängerten Zeitraum im Feldeffekttransistor 22 in Wärme umgewandelt. Der Stromanstieg ist daher reduziert. Die Fläche unter der Stromkurve bleibt konstant.

[0047] Die Verwendung einer Konstantstromquelle als Steuerstromquelle I2 begünstigt die Verbreiterung der Einstellbarkeit und lädt den Kondensator CGD1 mit konstantem Strom. Damit steigt die Spannung V_{GS} konstant an. Die Parallelschaltung aus Diode Ddischarge mit dem Widerstand R4 (siehe Figur 6) ermöglicht ein unterschiedlich langes Entladen im Vergleich zum Laden der Kapazitäten des Feldeffekttransistors 22 und der externen Kapazitäten CGD1 und CGS1, das über den ohmschen Widerstand R6 erfolgt.

[0048] Durch den zusätzlichen Kondensator CGD1 ist es möglich, die kritische Flanke beim Einschalten des Feldeffekttransistors 22, die mit einem hohen Strompeak verbunden ist, weniger steil zu gestalten und die Höhe des Strompeaks zu reduzieren. Eine weniger steile

MOSFET-Einschaltflanke bedeutet, dass das Verhältnis Δu zu Δt (Drain-Source-Spannungsänderung zu Δt) verkleinert wird. Als Folge wird der Feldeffekttransistor 22 länger im ohmschen Bereich 30 seines Kennlinienfeldes betrieben, wodurch die Höhe des Strompeaks erwünscht reduziert wird. Durch die Diode Ddischarge und den Widerstand R6 ist es nun möglich, die unkritische Flanke beim Abschalten des MOSFETs zu beschleunigen und damit die Drain-Source-Spannungsänderung zu vergrößern. Damit wird die Verlustleistung im Feldeffekttransistor 22 reduziert, und die Verzögerung, mit welcher der Feldeffekttransistor 22 in den gewünschten hochohmigen Zustand wechselt, wird verringert.

[0049] Ein Element der Erfindung ist die Konstantstromquelle I3 zum konstanten Laden der Kapazitäten des Feldeffekttransistors 22 und der externen Kapazitäten. Die Erfindung ermöglicht durch die Reduzierung der Entladeströme die Verwendung größerer Ausgangskondensatoren (C2, C4) des als Arbeitskonstantstromquelle 16 dienenden DC/DC-Wandlers. Dadurch können EMV-Vorschriften besser Richtlinien eingehalten werden.

[0050] Die Erfindung ermöglicht weiter kleinere Spitzenströme im Moment der Überbrückung der LED-Ketten, dadurch geringere EMV-Störgrößen, und weniger Maximalstromüberschreitungen für die nichtüberbrückbaren LEDs.

[0051] Die Erfindung ermöglicht es, dass auch mehrere LEDs zur gleichen Zeit überbrückt werden können, da maximale Stromwerte eingehalten werden.

[0052] Die Erfindung schafft die Möglichkeit, mit Ddischarge und R4 die Drain-Source-Spannungsänderung zwischen Drain und Source und damit für den Ausgangskondensator C4 der Arbeitskonstantstromquelle 16 für den Ausschaltprozess des Feldeffekttransistors anders zu gestalten als für den Einschaltprozess, bei dem ein Ladestrom über den ohmschen Widerstand R6 fließt.

[0053] Dadurch können die Verluste im Feldeffekttransistor 22 während des verlangsamten Einschaltens unter Beibehaltung der Stromspitzenunterdrückung reduziert werden. Der Feldeffekttransistor 22 kann schneller in den gewünschten hochohmigen Zustand wechseln.

[0054] Die Steuerkonstantstromquelle I2 lädt während des Einschaltprozesses die Kapazitäten des Feldeffekttransistors 22 und auch die externen Kondensatoren CGS1 und CGD1 über den ohmschen Widerstand R6. Je größer CGD1 gewählt wird, umso mehr Zeit vergeht, bis die notwendige Gate-Source-Spannung für den leitenden Zustand aufgebaut ist. Siehe hierzu in der Figur 5a den am meisten rechts liegenden Verlauf (größter CGD1) im Vergleich zum mittleren Verlauf (mittlerer CGD1) und zum am meisten links liegenden Verlauf (kleinster CGD1). Der Ausgangswiderstand steigt durch den verlangsamten Anstieg der Gate-Source-Spannung ebenso verlangsamt an und limitiert den Strom. Die Spannung von Drain nach Source fällt verlangsamt ab. Siehe hierzu den Kurvenverlauf $v(\text{Drain-SEG1})$ in Figur 5e. Die Entladung des Kondensators C2 erfolgt mit zunehmendem CGD1 und zunehmendem CGS2 zuneh-

mend langsamer.

[0055] Das Abschalten des Feldeffekttransistors 22 erfolgt durch Entladen, bzw. Umladen der internen Kapazitäten durch die Diode Ddischarge und den Widerstand R4.

Patentansprüche

1. Schaltung (100) zum Einschalten und Ausschalten von wenigstens einer Halbleiterlichtquelle (12), die innerhalb einer Reihenschaltung von ersten Leuchtdioden (D0, D6) angeordnet ist, aufweisend

eine Arbeitskonstantstromquelle (I2)
einen Masseanschluss (20),
ein Feldeffekttransistor (22),
die wenigstens eine Halbleiterlichtquelle (12),
die Reihenschaltung von ersten Leuchtdioden (D0, D6),
einen Kondensator (CGD1)
eine Diode (Ddischarge),
ein Widerstand (R5),
eine Steuerstromquelle (I3) einen weiteren Widerstand (R4) einen weiteren Kondensator (CGS1)
einen dritten Kondensator (C2) wobei ein erstes Ende (SEG3) der Reihenschaltung an die Arbeitskonstantstromquelle (I2) angeschlossen ist und ein zweites Ende der Reihenschaltung an den Masseanschluss (20) angeschlossen ist, und wobei der Feldeffekttransistor (22) elektrisch parallel zu der wenigstens einen Halbleiterlichtquelle (12) geschaltet ist, wobei ein Sourceanschluss (Source1) des Feldeffekttransistors (22) an einen ersten Anschluss (SEG1) der wenigstens einen Halbleiterlichtquelle (12) angeschlossen ist, ein Drainanschluss (Drain1) des Feldeffekttransistors (22) an einen zweiten Anschluss (SEG2) der wenigstens einen Halbleiterlichtquelle (12) angeschlossen ist, wobei der Drainanschluss (Drain1) des Feldeffekttransistors (22) über den Kondensator (CGD1) an einen Gateanschluss (Gatel) des Feldeffekttransistors (22) angeschlossen ist,
wobei die Diode (Ddischarge) und der Widerstand (R5) in einer Parallelschaltung parallel geschaltet sind und wobei die Steuerstromquelle (I3) über die Parallelschaltung an den Gateanschluss (Gatel) des Feldeffekttransistors (22) angeschlossen und über den weiteren Widerstand (R4) an den Sourceanschluss (Source1) des Feldeffekttransistors (22) angeschlossen ist,
wobei die wenigstens eine Halbleiterlichtquelle (12) eine Zusammenschaltung von mehreren in Reihe geschalteten zweiten Leuchtdioden (D1, D2, D3, D4) aufweist,

dadurch gekennzeichnet, dass der Gateanschluss (Gatel) des Feldeffekttransistors (22) über den weiteren Kondensator (CGS1) an den Sourceanschluss (Source1) des Feldeffekttransistors (22) angeschlossen ist, wobei der Arbeitskonstantstromquelle (I2) der dritte Kondensator (C2) parallel geschaltet ist.

2. Schaltung (100) nach Anspruch 1, wobei die Steuerstromquelle (I2) eine Konstantstromquelle ist.
3. Schaltung (100) nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei der Feldeffekttransistor (22) ein MOSFET ist.
4. Schaltung (100) nach einem der Ansprüche 1 bis 3, wobei die ersten Leuchtdioden (D0, D6) und die zweiten Leuchtdioden (D1, D2, D3, D4, D5) gleich sind.
5. Schaltung (100) nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei die ersten Leuchtdioden (D0, D6) von einem ersten Typ sind und die zweiten Leuchtdioden (D1, D2, D3, D4, D5) von einem zweiten Typ sind, wobei sich die beiden Typen darin voneinander unterscheiden, dass die beiden Typen unterschiedlich große Lichtströme emittieren.
6. Schaltung (100) nach Anspruch 5, wobei die ersten Leuchtdioden (D0, D6) dazu eingerichtet sind, Licht einer ersten Lichtfarbe zu emittieren und die zweiten Leuchtdioden (D1, D2, D3, D4, D5) dazu eingerichtet sind, Licht einer zweiten Lichtfarbe zu emittieren, die sich von der ersten Lichtfarbe unterscheidet.
7. Verwendung einer Schaltung (100) nach Anspruch 1 zum Einschalten und Ausschalten von Leuchtdioden in Beleuchtungseinrichtungen von Kraftfahrzeugen.

Claims

1. Circuit (100) for switching on and off at least one semiconductor light source (12) arranged within a series circuit of first light-emitting diodes (D0, D6), comprising

a working constant current source (I2)
a ground terminal (20),
a field effect transistor (22),
the at least one semiconductor light source (12),
the series circuit of first light-emitting diodes (D0, D6),
a capacitor (CGD1)
a diode (Ddischarge),
a resistor (R5),
a control current source (I3) a further resistor (R4) a further capacitor (CGS1)

a third capacitor (C2), a first end (SEG3) of the series circuit being connected to the working constant current source (I2) and a second end of the series circuit being connected to the ground terminal (20), and the field effect transistor (22) being electrically connected in parallel to the at least one semiconductor light source (12), a source terminal (Source1) of the field effect transistor (22) being connected to a first terminal (SEG1) of the at least one semiconductor light source (12), a drain terminal (Drain1) of the field effect transistor (22) being connected to a second terminal (SEG2) of the at least one semiconductor light source (12), the drain terminal (Drain1) of the field effect transistor (22) being connected via the capacitor (CGD1) to a gate terminal (Gate1) of the field effect transistor (22), the diode (Ddischarge) and the resistor (R5) being connected in parallel in a parallel circuit, and the control current source (13) being connected via the parallel circuit to the gate terminal (Gate1) of the field effect transistor (22) and via the further resistor (R4) to the source terminal (Source1) of the field effect transistor (22),

the at least one semiconductor light source (12) comprising an interconnection of a plurality of second light-emitting diodes (D1, D2, D3, D4) connected in series,

characterized in that the gate terminal (Gate1) of the field effect transistor (22) is connected to the source terminal (Source1) of the field effect transistor (22) via the further capacitor (CGS1), the third capacitor (C2) being connected in parallel to the working constant current source (16).

2. Circuit (100) according to claim 1, wherein the control current source (I2) is a constant current source.
3. Circuit (100) according to either of the preceding claims, wherein the field effect transistor (22) is a MOSFET.
4. Circuit (100) according to any of claims 1 to 3, wherein the first light-emitting diodes (D0, D6) and the second light-emitting diodes (D1, D2, D3, D4, D5) are the same.
5. Circuit (100) according to any of the preceding claims, wherein the first light-emitting diodes (D0, D6) are of a first type and the second light-emitting diodes (D1, D2, D3, D4, D5) are of a second type, wherein the two types differ from one another in that the two types emit different luminous fluxes.
6. Circuit (100) according to claim 5, wherein the first light-emitting diodes (D0, D6) are configured to emit light of a first light color and the second light-emitting

diodes (D1, D2, D3, D4, D5) are configured to emit light of a second light color that is different from the first light color.

7. Use of a circuit (100) according to claim 1 for switching on and off light-emitting diodes in lighting devices of motor vehicles.

10 Revendications

1. Circuit (100) permettant d'allumer et d'éteindre au moins une source lumineuse à semi-conducteurs (12) qui est disposée à l'intérieur d'un montage en série de premières diodes électroluminescentes (D0, D6), présentant

une source de courant constant de travail (I2)
 une borne à la masse (20),
 un transistor à effet de champ (22),
 l'au moins une source lumineuse à semi-conducteurs (12),
 le montage en série de premières diodes électroluminescentes (D0, D6),
 un condensateur (CGD1)
 une diode (Ddischarge),
 une résistance (R5),
 une source de courant de commande (I3) une autre résistance (R4) un autre condensateur (CGS1)
 un troisième condensateur (C2) dans lequel une première extrémité (SEG3) du montage en série est connectée à la source de courant constant de travail (I2) et une seconde extrémité du montage en série est connectée à la borne à la masse (20), et dans lequel le transistor à effet de champ (22) est monté électriquement en parallèle à l'au moins une source lumineuse à semi-conducteurs (12), dans lequel une borne de source (Source1) du transistor à effet de champ (22) est connectée à une première borne (SEG1) de l'au moins une source lumineuse à semi-conducteurs (12), une borne de drain (Drain1) du transistor à effet de champ (22) est connectée à une seconde borne (SEG2) de l'au moins une source lumineuse à semi-conducteurs (12), dans lequel la borne de drain (Drain1) du transistor à effet de champ (22) est connectée à une borne de grille (Gate1) du transistor à effet de champ (22) par l'intermédiaire du condensateur (CGD1), dans lequel la diode (Ddischarge) et la résistance (R5) sont montées en parallèle dans un montage en parallèle et dans lequel la source de courant de commande (13) est connectée à la borne de grille (Gate1) du transistor à effet de champ (22) par l'intermédiaire du montage en parallèle et est connectée à la borne de source (Source1)

du transistor à effet de champ (22) par l'intermédiaire de l'autre résistance (R4),
 dans lequel l'au moins une source lumineuse à semi-conducteurs (12) présente une interconnexion de plusieurs secondes diodes électroluminescentes (D1, D2, D3, D4) montées en série, 5
caractérisé en ce que la borne de grille (Gate1) du transistor à effet de champ (22) est connectée à la borne de source (Source1) du transistor à effet de champ (22) par l'intermédiaire de l'autre condensateur (CGS1), 10
 dans lequel le troisième condensateur (C2) est monté en parallèle avec la source de courant constant de travail (16). 15

2. Circuit (100) selon la revendication 1, dans lequel la source de courant de commande (I2) est une source de courant constant. 20
3. Circuit (100) selon l'une des revendications précédentes, dans lequel le transistor à effet de champ (22) est un MOSFET.
4. Circuit (100) selon l'une des revendications 1 à 3, dans lequel les premières diodes électroluminescentes (D0, D6) et les secondes diodes électroluminescentes (D1, D2, D3, D4, D5) sont identiques. 25
5. Circuit (100) selon l'une des revendications précédentes, dans lequel les premières diodes électroluminescentes (D0, D6) sont d'un premier type et les secondes diodes électroluminescentes (D1, D2, D3, D4, D5) sont d'un second type, dans lequel les deux types se distinguent l'un de l'autre par le fait que les deux types émettent des flux lumineux de tailles différentes. 30 35
6. Circuit (100) selon la revendication 5, dans lequel les premières diodes électroluminescentes (D0, D6) sont configurées pour émettre de la lumière d'une première couleur de lumière et les secondes diodes électroluminescentes (D1, D2, D3, D4, D5) sont configurées pour émettre de la lumière d'une seconde couleur de lumière se distinguant de la première couleur de lumière. 40 45
7. Utilisation d'un circuit (100) selon la revendication 1 permettant d'allumer et d'éteindre des diodes électroluminescentes dans des dispositifs d'éclairage de véhicules automobiles. 50

55

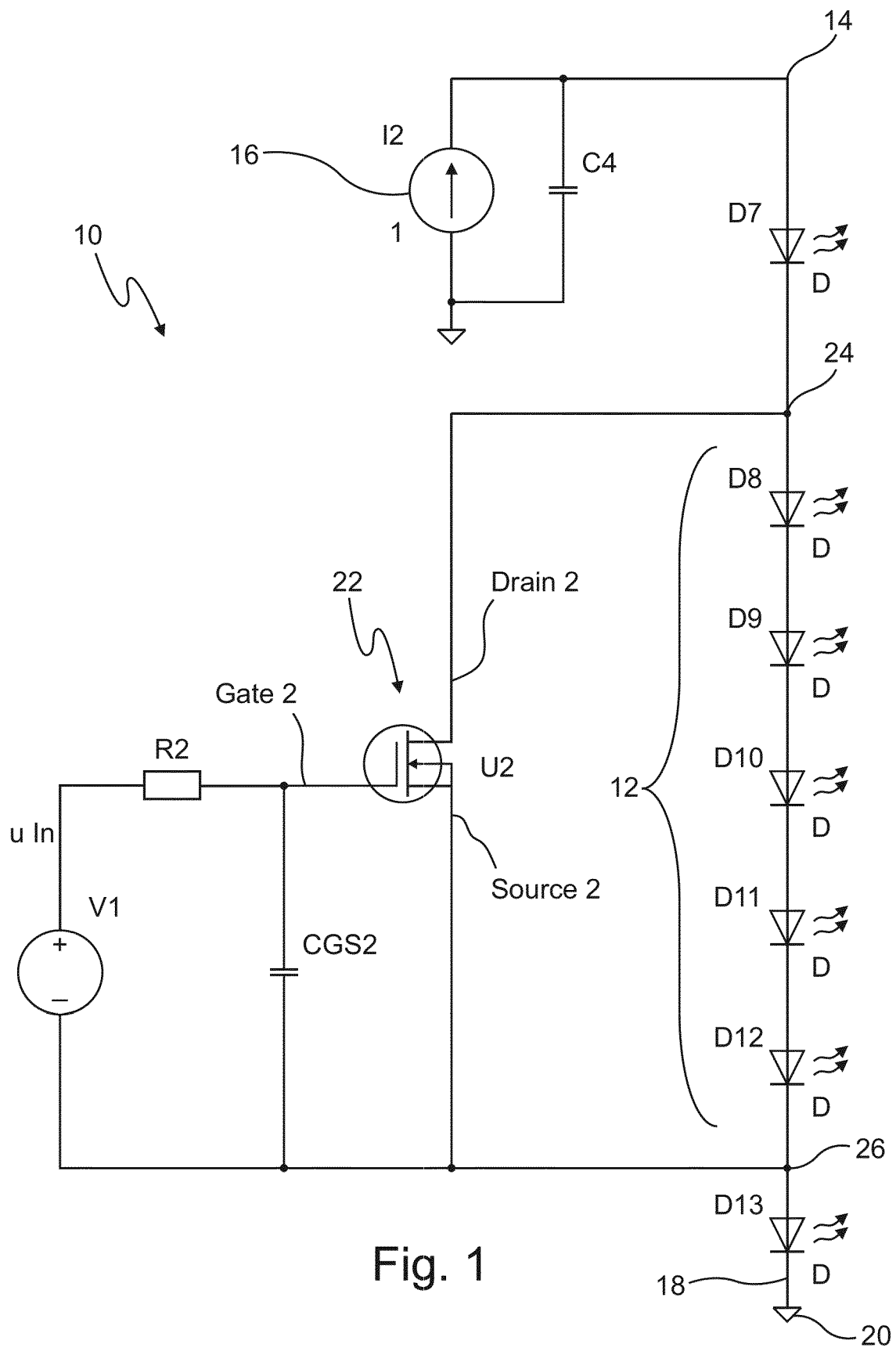


Fig. 1

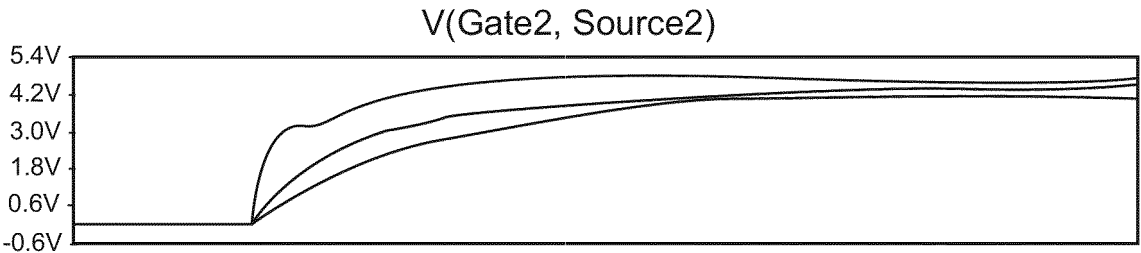


Fig. 2a

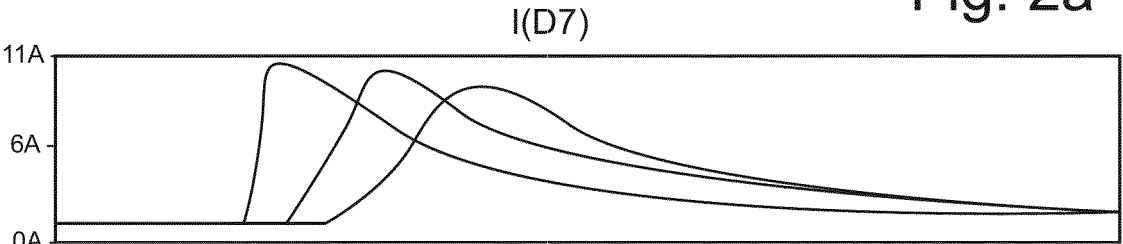


Fig. 2b

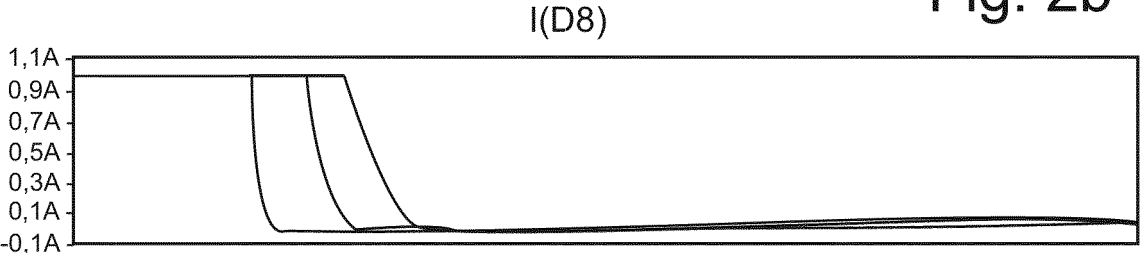


Fig. 2c

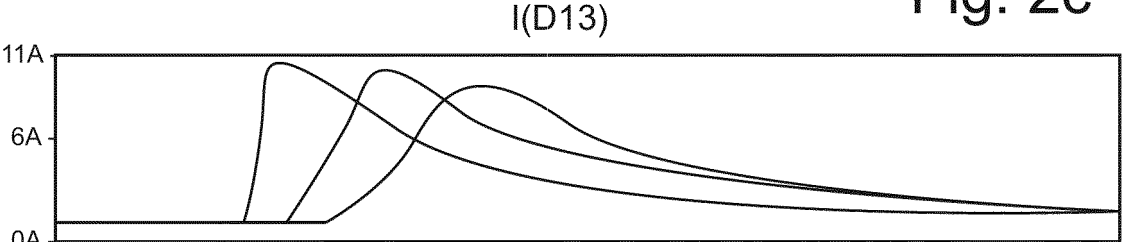


Fig. 2d

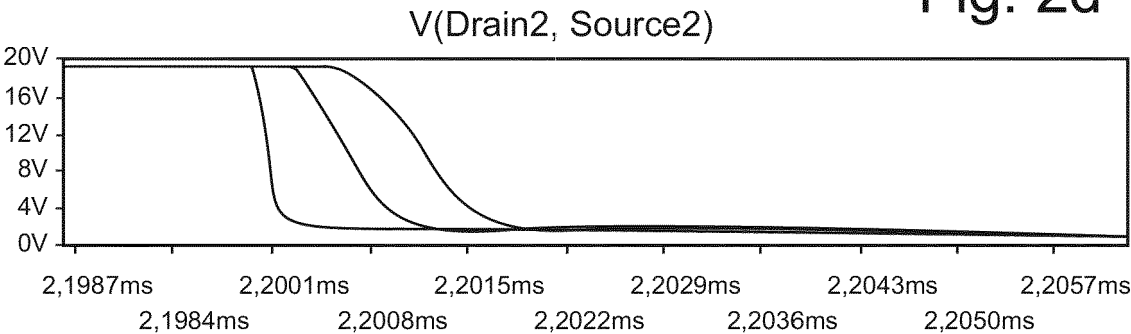
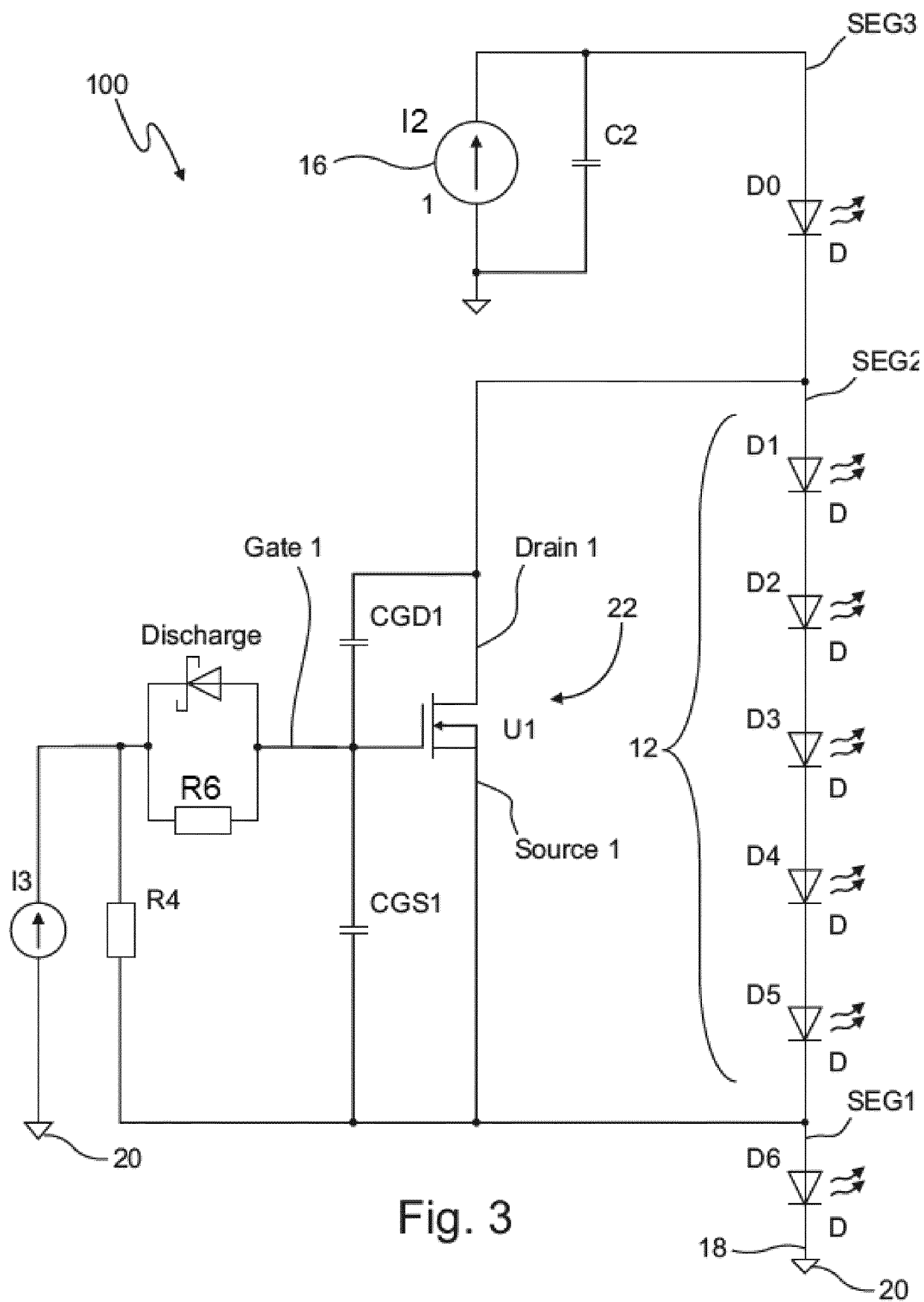


Fig. 2e



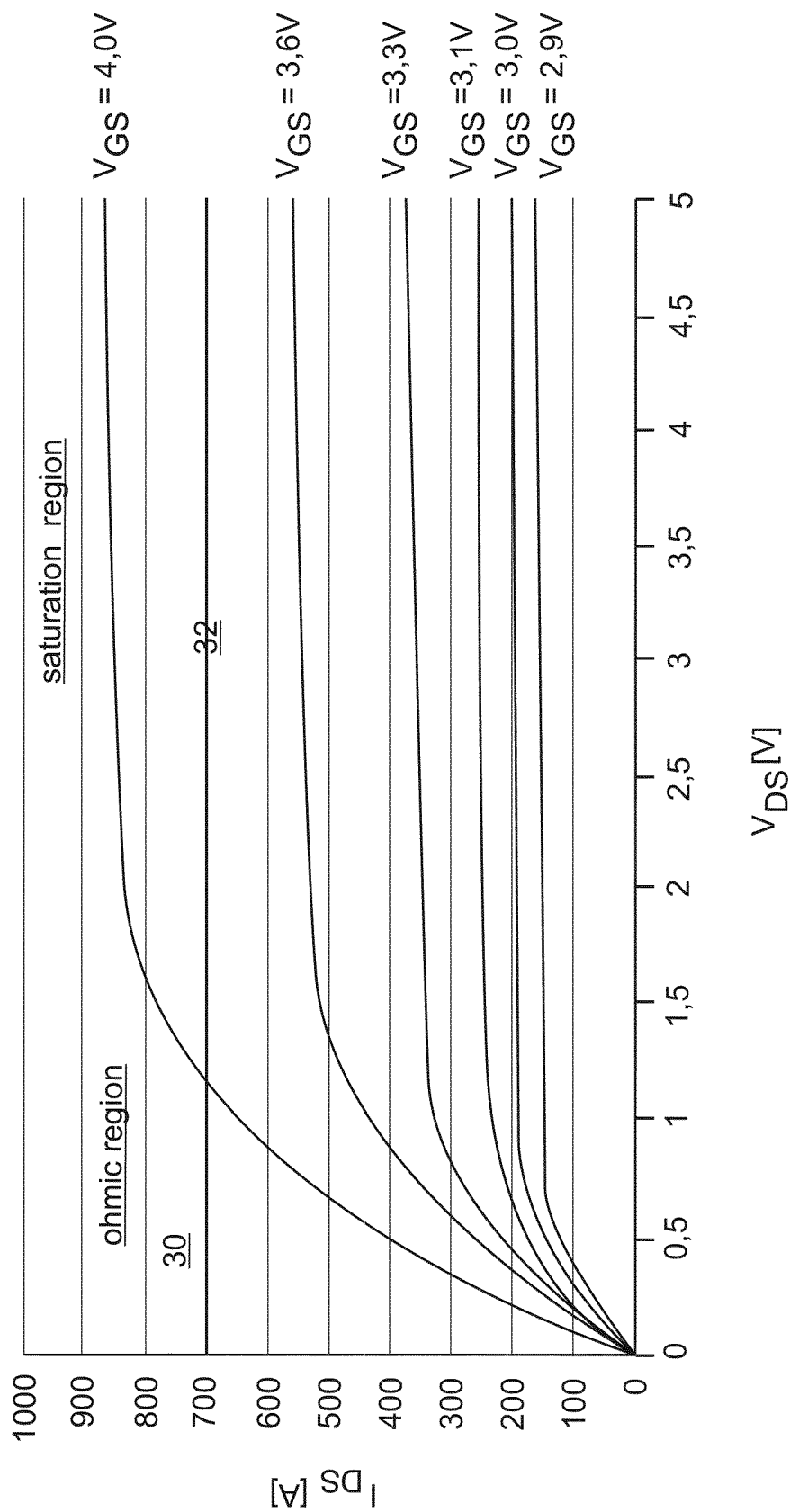


Fig. 4

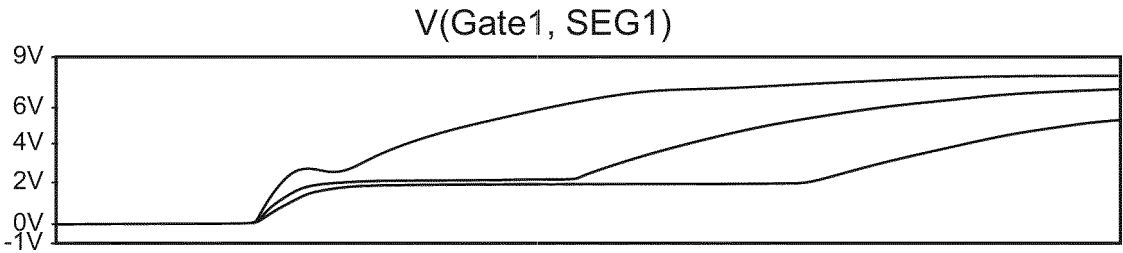


Fig. 5a

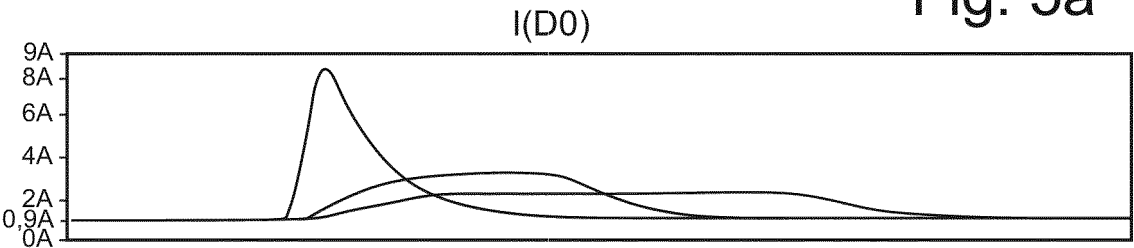


Fig. 5b

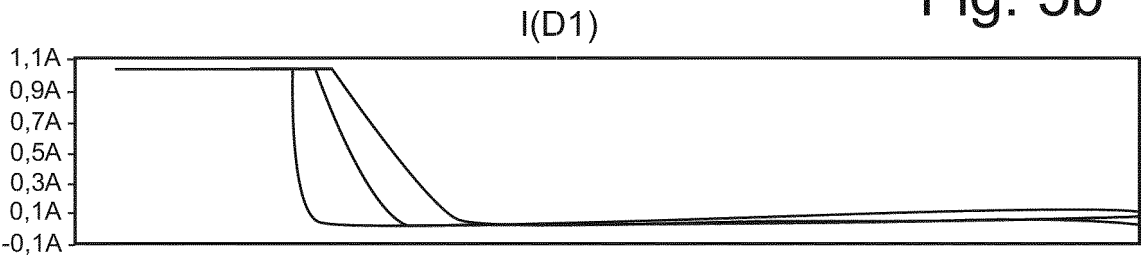


Fig. 5c

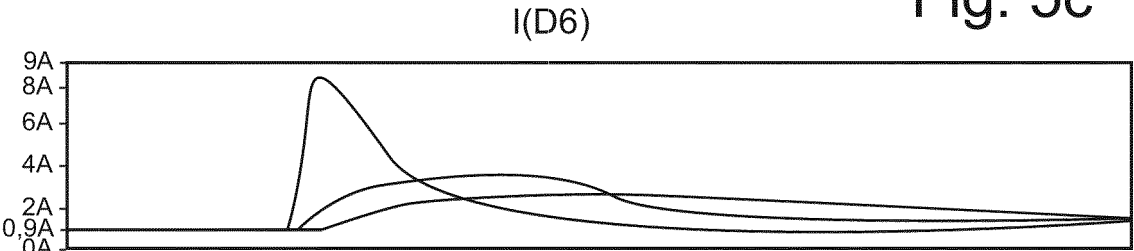


Fig. 5d

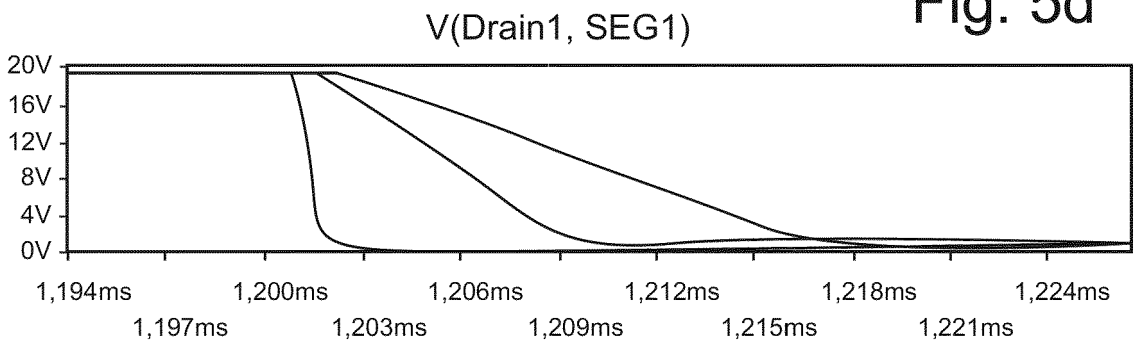


Fig. 5e

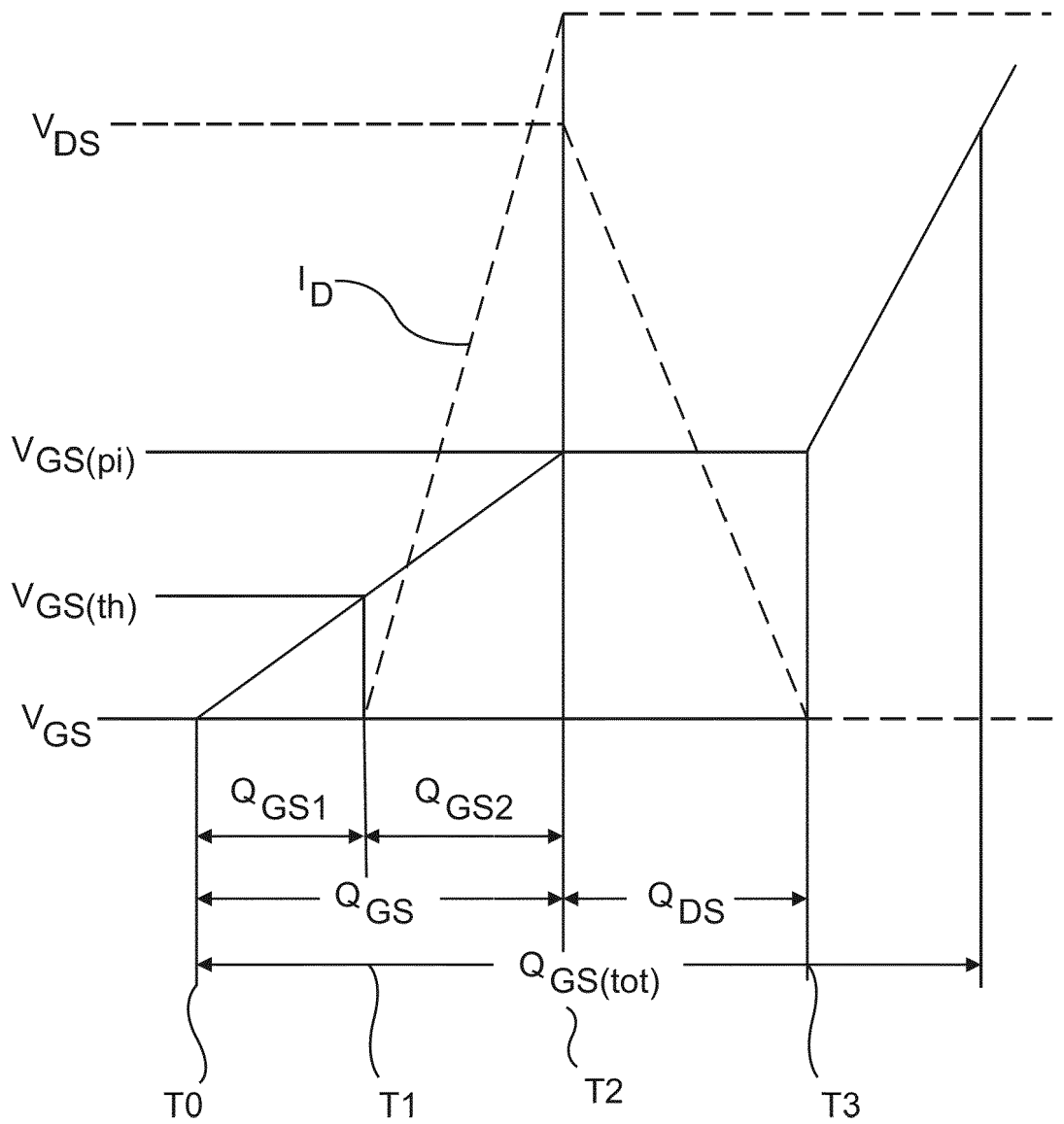


Fig. 6

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

- DE 102015204526 A1 [0002]
- US 2018338361 A1 [0003]
- DE 102006031679 A1 [0005]