



(12) **Patentschrift**

(21) Aktenzeichen: **10 2013 217 455.1**  
(22) Anmeldetag: **02.09.2013**  
(43) Offenlegungstag: **13.03.2014**  
(45) Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: **31.01.2019**

(51) Int Cl.: **H05B 37/02 (2006.01)**

Innerhalb von neun Monaten nach Veröffentlichung der Patenterteilung kann nach § 59 Patentgesetz gegen das Patent Einspruch erhoben werden. Der Einspruch ist schriftlich zu erklären und zu begründen. Innerhalb der Einspruchsfrist ist eine Einspruchsgebühr in Höhe von 200 Euro zu entrichten (§ 6 Patentkostengesetz in Verbindung mit der Anlage zu § 2 Abs. 1 Patentkostengesetz).

(30) Unionspriorität:  
**US 13/607,246**      **07.09.2012**      **US**

(62) Teilung in:  
**10 2013 022 559.0**

(73) Patentinhaber:  
**Infineon Technologies Austria AG, Villach, AT**

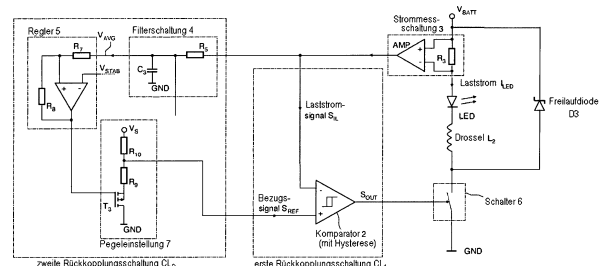
(74) Vertreter:  
**Westphal, Mussnug & Partner Patentanwälte mit  
beschränkter Berufshaftung, 81541 München, DE**

(72) Erfinder:  
**Pflaum, Bernd, 82008 Unterhaching, DE**

(56) Ermittelte Stand der Technik:  
**siehe Folgeseiten**

(54) Bezeichnung: **Schaltung und Verfahren zum Ansteuern von LEDs**

(57) Hauptanspruch: Schaltung zum Ansteuern von Leuchtdioden, wobei die Schaltung Folgendes umfasst: einen ersten Halbleiterschalter (6) und eine Freilaufeinrichtung (D3), die zwischen einem ersten Versorgungsanschluss, der eine Versorgungsspannung ( $V_{BATT}$ ) bereitstellt, und einem zweiten Versorgungsanschluss (GND), der ein Bezugspotential bereitstellt, gekoppelt ist, wobei der erste Halbleiterschalter (6) auf ein Ansteuerungssignal ( $S_{OUT}$ ) reagiert; eine LED und eine Induktivität ( $L_2$ ), die zwischen einem gemeinsamen Schaltungsknoten des ersten Halbleiterschalters und der Freilaufeinrichtung und entweder dem ersten Versorgungsanschluss oder dem zweiten Versorgungsanschluss in Reihe gekoppelt sind; eine mit der LED gekoppelte Strommessschaltung (3), wobei die Strommessschaltung (3) dazu ausgebildet ist, ein Laststromsignal ( $S_{IL}$ ) bereitzustellen, das einen Laststrom ( $I_{LED}$ ) repräsentiert, der durch die LED fließt; eine erste Rückkopplungsschaltung ( $CL_1$ ), die einen An-Aus-Controller (2) aufweist, der dazu ausgebildet ist, das Laststromsignal ( $S_{IL}$ ) und ein Bezugssignal ( $S_{REF}$ ) zu empfangen, das Laststromsignal ( $S_{IL}$ ) mit dem Bezugssignal ( $S_{REF}$ ) zu vergleichen und das Ansteuerungssignal ( $S_{OUT}$ ) in Abhängigkeit von dem Vergleich zu erzeugen; und eine zweite Rückkopplungsschaltung ( $CL_2$ ), die dazu konfiguriert ist, das Laststromsignal ( $S_{IL}$ ) zu empfangen, ein Durchschnittslaststromsignal zu bestimmen und das Bezugssignal ( $S_{REF}$ ), welches der ersten Rückkopplungsschaltung ( $CL_1$ ) zugeführt wird, ...



(56) Ermittelter Stand der Technik:

**DE 10 2011 012 830 A1**

**Linear Technology Corp.: Applications of the LT1300 and LT1301 Micropower DC/DC Converters. Application Note 59, Milpitas, CA, USA, Januar 1994, URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an59.pdf> [abgerufen am 04.06.2018]**

**Maxim Integrated Products Inc.: DC Voltage Controls PWM Dimming of High-Brightness LEDs (HB LEDs). Application Note 4509, Sunnyvale, CA, USA, 19.11.2010, URL: <http://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN4509.pdf> [abgerufen am 04.06.2018]**

**Microchip Technology Inc.: Buck Configuration High-Power LED Driver. Application Note AN 874, Chandler, AZ, USA, 2006, URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00874C.pdf> [abgerufen am 04.06.2018]**

## Beschreibung

**[0001]** Die vorliegende Beschreibung betrifft Schaltungen und Verfahren zum Ansteuern von Leuchtdioden (LEDs), insbesondere Schaltungen und Verfahren zum Ansteuern von LEDs mit einem Laststrom, der so geregelt wird, dass er die resultierende wahrnehmbare Helligkeit der LEDs auf einem gewünschten Wert hält.

**[0002]** In den letzten Jahren haben sich Leuchtdioden als brauchbare Lichtquellen herausgestellt. Leuchtdioden, die auch als Festkörperbeleuchtungseinrichtungen oder einfach LEDs bezeichnet werden, sind hoch effiziente, robuste und langlebige Beleuchtungseinrichtungen. Seit den 1960ern, als die ersten LEDs auf den Markt kamen, hat sich die Technologie enorm verbessert. LEDs stellen derzeit den Industriestandard bei den verschiedensten Spezialbeleuchtungsmärkten dar, und die beliebten Birnen finden schnellen Einzug in den allgemeinen Beleuchtungsmarkt. LED-Lampen sind energieeffizienter und langlebiger als zum Beispiel Glühlampen, Halogenlampen und Leuchtstofflampen. Fortschritte in der Technologie haben LEDs ergeben, die in der Regel vier- bis fünfmal effizienter als Glühlampen sind und Lebensdauern von mehr als zehntausenden von Stunden aufweisen.

**[0003]** LEDs sind mittels Strom angesteuerte Einrichtungen, deren Helligkeit proportional zu ihrem durchschnittlichen Durchlassstrom (auch als ihr durchschnittlicher Laststrom bezeichnet) ist. Aus diesem Grund werden LEDs normalerweise mittels einer Stromquelle angesteuert, die einen konstanten Strom bereitstellt. Die Konstantstromquelle eliminiert Laststromvariationen, die aus Variationen in der Durchlassspannung einer LED resultieren, und gewährleistet somit eine konstante LED-Helligkeit. Bei bekannten LED-Treibern, die oft als Schaltwandler, wie zum Beispiel Abwärtswandler, Hochsetzsteller oder Hochsetz-/Abwärtswandler implementiert sind, sind mehrere Komponenten integriert, die Spannungen bewerten und diese Spannungen mit einer Bezugsspannung vergleichen. Normalerweise wird gemäß den Ergebnissen dieses Vergleiches ein Leistungshalbleiterschalter (zum Beispiel ein MOSFET) an- und ausgeschaltet, um eine Induktivität aufzuladen oder zu entladen.

**[0004]** Aus DE 10 2011 012 830 A1 ist ein Hysterese-Stromumwandler zum Ansteuern einer Leuchtdiode mit einer Kalibrierschaltung bekannt. Die Kalibrierschaltung ist dazu eingerichtet, eine kalibrierte Spannung zu erzeugen, die einem Komparator zugeführt wird. Der Komparator steuert eine Ausgangsspannung auf Basis der kalibrierten Spannung und einer Rückkopplungsspannung, die mindestens einen Teil der Ausgangsspannung repräsentiert. Das Dokument „Applications of the LT1300 and LT1301 Micro-

power DC/DC Converters“, Linear Technology Corp., Application Note **59**, Milpitas, CA, USA, Januar 1994, offenbart einen LED-Treiber, in dem die Helligkeit der LEDs mit einem pulsweitenmodulierten (PWM) Dimmsignal eingestellt werden kann. Das Dokument „DC Voltage Control PWM Dimming of High-Brightness LEDs (HB LEDs)“, Maxim Integrated Products Inc., Application Note **4509**, Sunnyvale, CA, USA, 19.11.2010, offenbart einen LED-Treiber mit einem Hysterese-Controller, dem ein PWM-Dimmsignal zugeführt werden kann.

**[0005]** Die Applikationsschrift AN874, „Buck Configuration High-Power LED Driver“, Microchip Technology, 2006, beschreibt eine Schaltstromversorgungsschaltung, die den einer LED zugeführten Laststrom regelt. Während der Verzögerungszeitdauer, die zur Durchführung der Messungen des LED-Stroms und zur Aktivierung des Schalters benötigt wird (z. B. aufgrund von Laufzeitverzögerungen), um die Induktivität aufzuladen oder zu entladen, wird jedoch der gewünschte Maximalwert des LED-Stroms überschritten. Dies führt zu einer Fehlanpassung zwischen dem gewünschten durchschnittlichen Laststrom und dem der LED zugeführten eigentlichen durchschnittlichen Laststrom, was zu einer ungewünschten Erhöhung der Helligkeit der LEDs führt.

**[0006]** Obgleich diese Fehlanpassung beim Schaltungsentwurf einbezogen werden kann, wird der der LED zugeführte durchschnittliche Laststrom und somit die LED-Helligkeit selbst für verschiedene Durchlassspannungen (die temperaturabhängig sind) der LED sowie für eine unterschiedliche Zahl von hintereinandergeschalteten LEDs und für verschiedene an die LED und den LED-Treiber angelegte Versorgungsspannungen unterschiedlich sein. Das heißt, dass gängige LED-Treiber - selbst wenn sie als Stromquellen ausgelegt sind - aufgrund der oben erwähnten Verzögerungszeiten gewöhnlich den durchschnittlichen Laststrom nicht konstant halten können (z.B. wenn die Versorgungsspannung oder die LED-Durchlassspannungen variieren bei unterschiedlichen Induktivitätswerten der Induktivität). Somit müssen die LED-Treiber für jede unterschiedliche Situation rekonfiguriert werden.

**[0007]** Es ist eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, eine kostengünstigere aber effektive Lösung bereitzustellen, die (eine fast) konstante Helligkeit für verschiedene Versorgungsspannungen oder verschiedene LED-Durchlassspannungen gewährleistet, ohne dass die Schaltung rekonfiguriert werden muss.

**[0008]** Diese Aufgabe wird durch die Schaltung nach Anspruch 1, den LED-Treiber nach Anspruch 7 und das Verfahren nach Anspruch 8 gelöst. Verschiedene Ausführungsbeispiele und weitere Entwicklungen sind durch die abhängigen Ansprüche abgedeckt.

**[0009]** Es ist eine Schaltung zum Ansteuern von Leuchtdioden (LEDs) beschrieben. Gemäß einem Beispiel der vorliegenden Erfindung enthält die Schaltung einen ersten Halbleiterschalter und eine Freilaufeinrichtung, die zwischen einem ersten Versorgungsanschluss, der eine Versorgungsspannung bereitstellt, und einem zweiten Versorgungsanschluss, der ein Bezugspotential bereitstellt, in Reihe gekoppelt sind, wobei der erste Halbleiterschalter auf ein Ansteuerungssignal reagiert. Mindestens eine LED und eine Induktivität sind zwischen einem gemeinsamen Schaltkreisknoten des ersten Halbleiterschalters und der Freilaufeinrichtung und entweder dem ersten Versorgungsanschluss oder dem zweiten Versorgungsanschluss in Reihe gekoppelt. An die LED ist eine Strommessschaltung gekoppelt, die ein Laststromsignal bereitstellt, welches einen durch die mindestens eine LED laufenden Laststrom darstellt. Eine erste Rückkopplungsschaltung enthält einen An-Aus-Controller, der das Laststromsignal und ein Bezugssignal empfängt, das Laststromsignal mit dem Bezugssignal vergleicht und das Ansteuerungssignal in Abhängigkeit von dem Vergleich erzeugt. Ferner empfängt eine zweite Rückkopplungsschaltung das Laststromsignal, bestimmt ein Durchschnittlaststromsignal und erzeugt in Abhängigkeit vom Durchschnittlaststromsignal und einem Bezugswert das Bezugssignal, welches der ersten Rückkopplungsschaltung zugeführt wird. Die zweite Rückkopplungsschaltung umfasst einen Filter, der das Laststromsignal empfängt und ein gefiltertes Signal, das den Durchschnittlaststrom repräsentiert, bereitstellt, und einen Regler, der das gefilterte Signal und den Bezugswert als Sollwert empfängt, wobei der Regler gemäß einem vordefinierten Regelungsgesetz in Abhängigkeit von einem Unterschied zwischen dem Bezugswert und dem gefilterten Signal ein Steuersignal bestimmt und das Bezugssignal gemäß dem Steuersignal erzeugt. Die Schaltung umfasst weiter eine Pegeleinstellschaltung, die das Steuersignal empfängt, das Steuersignal in Abhängigkeit von einem Eingangssignal einer Pegeleinstellung zuführt und das als Bezugssignal bereitstellt. Die Pegeleinstellschaltung umfasst einen Spannungsteiler mit einem einstellbaren Teilungsverhältnis, wobei der Spannungsteiler die Eingangsspannung empfängt und der ersten Rückkopplungsschaltung einen Teil der Eingangsspannung als Bezugssignal bereitstellt, wobei das einstellbare Teilungsverhältnis auf das von dem Regler bereitgestellte Steuersignal reagiert.

**[0010]** Ferner ist ein LED-Treiber zum Ansteuern mindestens einer LED beschrieben. Der LED-Treiber kann mit einer Induktivität zwischen einem Treiber-Ausgangsanschluss und einem ersten oder zweiten Versorgungsanschluss, der eine Versorgungsspannung bzw. ein Bezugspotential bereitstellt, in Reihe gekoppelt sein. Gemäß einem Beispiel der Erfindung enthält der LED-Treiber einen ersten Halbleiterschalter

und eine Freilaufeinrichtung, die zwischen dem ersten Versorgungsanschluss, der die Versorgungsspannung bereitstellt, und dem zweiten Versorgungsanschluss, der das Bezugspotential bereitstellt, in Reihe gekoppelt sind. Der erste Halbleiterschalter reagiert auf ein Ansteuerungssignal. Ferner ist der gemeinsame Schaltungsknoten des ersten Halbleiterschalters und der Freilaufeinrichtung mit dem Ausgangsanschluss verbunden. Der LED-Treiber enthält ferner eine Strommessschaltung, die mit der LED gekoppelt ist und ein Laststromsignal bereitstellt, welches einen durch die mindestens eine LED laufenden Laststrom darstellt.

**[0011]** Eine erste Rückkopplungsschaltung enthält einen An-Aus-Controller, der das Laststromsignal und ein Bezugssignal empfängt, das Laststromsignal mit dem Bezugssignal vergleicht und das Ansteuerungssignal in Abhängigkeit des Vergleichs erzeugt. Eine zweite Rückkopplungsschaltung umfasst einen Filter und einen Regler, wobei der Filter das Laststromsignal empfängt und ein gefiltertes Signal bereitstellt, welches den Durchschnittlaststrom darstellt. Der Regler empfängt das gefilterte Signal und, als Sollwert, einen Bezugswert, bestimmt ein Steuersignal in Abhängigkeit des Unterschieds zwischen dem Bezugswert und dem gefilterten Signal gemäß einem vordefinierten Regelungsgesetz und erzeugt das Bezugssignal gemäß dem Steuersignal. Die zweite Rückkopplungsschaltung umfasst weiter eine Pegeleinstellschaltung, die das Steuersignal empfängt, das Steuersignal in Abhängigkeit von einem Eingangssignal einer Pegeleinstellung zuführt und das als Bezugssignal bereitstellt. Die Pegeleinstellschaltung umfasst einen Spannungsteiler mit einem regelbaren Teilungsverhältnis, wobei der Spannungsteiler die Eingangsspannung empfängt und der ersten Rückkopplungsschaltung einen Teil der Eingangsspannung als Bezugssignal bereitstellt, wobei das regelbare Verhältnis auf das von dem Regler bereitgestellte Steuersignal reagiert.

**[0012]** Es wird noch ein weiteres Verfahren zum Ansteuern mindestens einer LED beschrieben. Die mindestens eine LED ist zwischen einem Ausgangsanschluss und einem ersten oder einem zweiten Versorgungsanschluss, der eine Versorgungsspannung bzw. ein Bezugspotential bereitstellt, mit einer Induktivität in Reihe gekoppelt. Gemäß einem Beispiel der Erfindung umfasst das Verfahren: Messen eines durch die mindestens eine LED fließenden Laststroms, wodurch ein Laststromsignal erzeugt wird, welches den Laststrom darstellt; abwechselndes Anlegen entweder der Versorgungsspannung oder des Bezugspotentials an den Ausgangsanschluss gemäß einem Ansteuerungssignal; Vergleichen des Laststromsignals mit einem Bezugssignal und Erzeugen des Ansteuerungssignals in Abhängigkeit von dem Vergleich; und Bestimmen eines Durchschnittlaststromsignals aus dem Laststromsignal; Erzeugen

des Bezugssignals in Abhängigkeit von dem Durchschnittslaststromsignal und einem Bezugswert. Das Bestimmen des Durchschnittslaststromsignals umfasst: Filtern des Laststromsignals und Bereitstellen eines gefilterten Signals als Durchschnittslaststromsignal, wobei das Erzeugen des Bezugssignals Folgendes umfasst: Bestimmen eines Unterschieds zwischen dem gefilterten Signal und dem Bezugswert, Erzeugen eines Steuersignals in Abhängigkeit des Unterschieds gemäß einem vordefinierten Regelungsgesetz und Einstellen des Pegels des Ansteuerungssignals durch eine Pegeleinstellschaltung, um das Bezugssignal bereitzustellen, wobei die Pegeleinstellschaltung einen Spannungsteiler mit einem einstellbaren Teilungsverhältnis umfasst, wobei das einstellbare Teilungsverhältnis auf das Steuersignal reagiert.

**[0013]** Die Erfindung kann mit Bezug auf die folgenden Zeichnungen und Beschreibungen besser verstanden werden. Die in den Figuren gezeigten Komponenten sind nicht unbedingt maßstabsgetreu, stattdessen liegt die Betonung auf der Veranschaulichung der Prinzipien der Erfindung. In den Zeichnungen zeigen:

**Fig. 1** eine LED-Treiberschaltung in Tiefsetztopologie;

**Fig. 2** Charakteristika von Strömen innerhalb der Schaltung von **Fig. 1**;

**Fig. 3** eine LED-Stromregelungsschaltung in Tiefsetzkonfiguration;

**Fig. 4** die Charakteristika des LED-Stroms und den Schaltzustand eines Schalters innerhalb der Schaltung von **Fig. 3**;

**Fig. 5** drei (**Fig. 5a**, **Fig. 5b** und **Fig. 5c**) verschiedene Beispiele einer LED-Treiberschaltung;

**Fig. 6** eine weitere beispielhafte LED-Treiberschaltung mit einem verbesserten Einschaltverhalten;

**Fig. 7** eine weitere LED-Treiberschaltung ähnlich dem Beispiel von **Fig. 6**;

**Fig. 8** die LED-Treiberschaltung von **Fig. 5c** ausführlicher;

**Fig. 9** ein Beispiel einer Regelung, die in den hier beschriebenen LED-Treiberschaltungen verwendet werden kann;

**Fig. 10** eine weitere beispielhafte LED-Treiberschaltung mit einer Dimm-Funktion und

**Fig. 11** eine beispielhafte Implementierung des Modulators, der in dem Beispiel von **Fig. 10** verwendet wird.

**[0014]** In den Figuren bezeichnen gleiche Bezugszeichen entsprechende Teile.

**[0015]** Die folgende ausführliche Beschreibung ist nicht in einem eingrenzenden Sinne zu verstehen, und der Umfang der vorliegenden Erfindung wird durch die angehängten Ansprüche definiert. Es versteht sich, dass die Merkmale der hier beschriebenen verschiedenen Ausführungsbeispiele miteinander kombiniert werden können, sofern nichts anderes angegeben ist.

**[0016]** **Fig. 1** veranschaulicht einen LED-Treiber, der einen Abwärtswandler enthält. Bei dieser Treiberschaltung ist ein Schalter  $S_1$  zwischen einem ersten Versorgungsanschluss, der eine Versorgungsspannung  $V_{IN}$  bereitstellt, und einem ersten Anschluss einer Induktivität  $L_1$  gekoppelt. Eine Diode  $D_1$  ist zwischen dem gemeinsamen Schaltkreisknoten des Schalters  $S_1$  und der Induktivität  $L_1$  und einem zweiten Versorgungsanschluss, an dem ein Bezugspotential GND bereitgestellt ist, gekoppelt. Die Anode der Diode  $D_1$  ist somit mit dem zweiten Versorgungsanschluss verbunden. Ein Ausgangskondensator  $C_1$  ist zwischen einem zweiten Anschluss der Induktivität  $L_1$  und dem zweiten Versorgungsanschluss, an dem das Bezugspotential GND bereitgestellt ist, gekoppelt. Eine Last, die eine LED oder eine Reihenschaltung aus mehreren LEDs (auch als „LED-Kette“ bezeichnet) ist, ist parallel zum Kondensator  $C_1$  gekoppelt.

**[0017]** Der Abwärtswandler ist ein Spannungsregler, der eine hohe Versorgungsspannung  $V_{IN}$  in eine niedrigere Ausgangsspannung umsetzt. Dies wird durch schnelles Schalten des Induktivität-Kondensator(LC)-Netzwerks zwischen der Versorgungsspannung und Masse derart erreicht, dass abwechselnd entweder die Versorgungsspannung  $V_{IN}$  oder das Bezugspotential (Masse) GND an das LC-Netzwerk angelegt wird. Während der Schalter  $S_1$  geschlossen ist, ist die Induktivität  $L_1$  mit der Eingangsspannung  $V_{IN}$  verbunden, die LC-Schaltung befindet sich in ihrem „Ladezustand“, und ein ansteigender Induktivitätsstromfluss  $I_L$  fließt von dem ersten Versorgungsanschluss (an den die Eingangsspannung  $V_{IN}$  angelegt ist) durch die Induktivität  $L_1$  zu der parallelen Schaltung, die aus dem Ausgangskondensator  $C_1$  und der/den LED(s) besteht.

**[0018]** Während der Ladestrom  $I_L$  durch die Induktivität  $L_1$  zu der/den LED(s) fließt, wird ein Teil der Energie in der Induktivität  $L_1$  als Magnetfeld gespeichert. Wenn der Schalter  $S_1$  (erneut) geöffnet wird, geht die Schaltung in ihren „Entladezustand“ über und das Magnetfeld der Induktivität  $L_1$  bricht zusammen, während weiterhin der Stromfluss zu der/den LED(s) fließt. Wenn der Induktivitätsstrom  $I_L$  auf Null herabfällt, wird der Schalter  $S_1$  erneut geschlossen und der Lade-/Entladezyklus beginnt erneut. Das Ergebnis dieses Schaltzyklus ist ein Induktivitätsstrom  $I_L$ , der über den Verlauf eines Zyklus steigt und fällt, wie in **Fig. 2** gezeigt ist.

**[0019]** Die Funktion des Kondensators  $C_1$  in dem LC-Netzwerk ist es, den Induktivitätsstrom  $I_L$  zu einem Gleichstromfluss zu der/den LED(s) zu glätten. Wenn der Induktivitätsstrom  $I_L$  größer als der Laststrom  $I_{LED}$  ist, wird der Laststrom  $I_{LED}$  durch den Induktivitätsstrom  $I_L$  bereitgestellt und jeglicher Überstrom  $I_C$  fließt in den Kondensator  $C_1$ , wodurch dieser geladen wird. In **Fig. 2** ist dies in dem Zeitdiagramm, welches den Kondensatorstrom  $I_C$  über Zeit zeigt, als Phase **B** gezeigt. Wenn der Induktivitätsstrom  $I_L$  unter die Laststromanforderung fällt, fließt der Stromfluss  $I_C$  in umgekehrter Richtung durch den Kondensator  $C_1$  und der Kondensatorstrom  $I_C$  unterstützt den Induktivitätsstrom  $I_L$ , um den Unterschied zwischen dem Induktivitätsstrom  $I_L$  und dem benötigten Laststrom  $I_{LED}$  auszugleichen. In **Fig. 2** ist dies in dem Zeitdiagramm, welches den Kondensatorstrom  $I_C$  veranschaulicht, als Phase **A** gezeigt.

**[0020]** Eine Rückkopplungsschaltung ist gewöhnlich so implementiert, dass sie den Ausgangsstrom (d.h. den Laststrom  $i_{LED}$ ) regelt, der durch den Schaltwandler zu der Last geführt wird. Eine derartige Rückkopplungsschaltung überwacht den Laststrom  $I_{LED}$  und vergleicht ihn mit einem stabilen Bezug. Auf der Basis des Ergebnisses des Vergleiches stellt die Schaltung das Tastverhältnis des Schaltbetriebs ein, um jegliche Diskrepanzen zu kompensieren. Die Rückkopplungsschaltung kompensiert alle Schwankungen der sich aus Komponenten- oder Zeittoleranzen ergebenden Lastspannung und stellt das Tastverhältnis ein, um Änderungen der Eingangsspannung  $V_{IN}$  zu kompensieren, um den Laststrom  $I_{LED}$  auf seinem gewünschten Wert zu halten.

**[0021]** Ein Konzept des Schaltenergieversorgungsentwurfs ist die Idee, zwischen nichtlückendem und lückendem Induktivitätsstrom  $I_L$  zu unterscheiden. In einem Betriebsmodus, der gewöhnlich als „nicht-kontinuierlicher Strommodus“ (kurz DCM - Discontinuous Current Mode) bezeichnet wird, fällt der Induktivitätsstrom  $I_L$  wie oben beschrieben am Ende jedes Entladezyklus auf null und bleibt für eine endliche Zeitdauer auf null. In einem anderen Betriebsmodus, der gewöhnlich als „kontinuierlicher Strommodus“ (kurz CCM - Continuous Current Mode) bezeichnet wird, fällt der Induktivitätsstrom  $I_L$  jedoch nicht auf null und stattdessen behält die Induktivität  $L_1$  über den Schaltzyklus hinweg eine Gleichstromkomponente bei.

**[0022]** Der resultierende Induktivitätsstrom  $I_L$  hat in seiner Wellenform sowohl Wechselstrom- als auch Gleichstromkomponenten. Die Gleichstromkomponente gleicht dem Durchschnittsstromfluss  $I_{AVG}$  während des Schaltzyklus und wird durch eine Bezugsspannung  $V_{DRIVE}$  bestimmt. Die Wechselstromkomponente ist eine dreieckige Wellenform, die der Gleichstromkomponente  $I_{AVG}$  überlagert ist und durch die Schaltheilung der Treiberschaltung (d.h. des Schaltwandlers) verursacht wird. Der Vorteil eines

CCM-Betriebs ist es, dass der Induktivitätsstrom  $I_L$  kontinuierlich zu dem Ausgang fließt, was die Ladespeicherungsanforderungen des Kondensators  $C_1$  reduziert.

**[0023]** Die in **Fig. 3** gezeigte Treiberschaltung nutzt die Gleichstromkomponente  $I_{AVG}$  des Induktivitätsstroms  $I_L$  in einem im CCM betriebenen Schaltwandler aus. Ein Schalttransistor  $T_1$ , eine Induktivität  $L_2$ , eine LED (die auch als eine LED-Kette repräsentierend betrachtet werden kann) und ein Strommesswiderstand  $R_2$  (Nebenschlusswiderstand) sind zwischen einem ersten Versorgungsanschluss, der das Versorgungspotential  $V_{BATT}$  bereitstellt, und einem zweiten Versorgungsanschluss, der ein Bezugspotential GND (zum Beispiel Masse) bereitstellt, in Reihe gekoppelt. Der Laststrompfad (zum Beispiel Drain-Source-Strompfad bei einem MOSFET) des Transistors  $T_1$  ist zwischen dem ersten Versorgungsanschluss für das Versorgungspotential  $V_{BATT}$  und der Induktivität  $L_2$  gekoppelt. Die Induktivität  $L_2$  ist zwischen dem Laststrompfad des Transistors  $T_1$  und der LED gekoppelt. Die LED ist mit ihrer Anode an die Induktivität  $L_2$  gekoppelt. Der Strommesswiderstand  $R_2$  ist zwischen der Kathode der LED und dem zweiten Versorgungsanschluss für das Bezugspotential GND gekoppelt.

**[0024]** Eine Diode  $D_2$ , die eine Schottky-Diode sein kann, ist zwischen dem gemeinsamen Schaltungsknoten des Transistors  $T_1$  und der Induktivität  $L_2$  und der zweiten Versorgung (GND) gekoppelt. Es sollte beachtet werden, dass die Diode  $D_2$  als eine Freilaufdiode betrieben wird und durch einen zweiten Transistor (z. B. MOSFET) ersetzt werden kann. In diesem Fall würden die beiden Transistoren eine Transistorhalbbrücke bilden. Ein Widerstand  $R_1$  ist zwischen dem gemeinsamen Schaltungsknoten der LED und des Strommesswiderstands  $R_2$  und einem ersten (nicht-invertierenden) Eingangsanschluss eines Komparators **1** gekoppelt. Ein weiterer Kondensator  $C_2$  ist zwischen dem gemeinsamen Schaltungsknoten des Komparators **1** und des Widerstands  $R_1$  und dem zweiten Versorgungsanschluss (GND) gekoppelt. Der Ausgang des Komparators **1** ist an den Steueranschluss (d.h. den Gate-Anschluss bei einem MOSFET) des Transistors  $T_1$  gekoppelt. An seinem zweiten (invertierenden) Eingangsanschluss empfängt der Komparator **1** die Bezugsspannung  $V_{DRIVE}$ .

**[0025]** Beim Analysieren der Schaltung von **Fig. 3** ist ersichtlich, dass der Kondensator  $C_2$  und der Widerstand  $R_1$  einen RC-Tiefpassfilter bilden. Dieser Filter empfängt an seinem Eingang ein Spannungssignal  $i_L \cdot R_2$  (d.h. der Spannungsabfall am Strommesswiderstand  $R_2$ ), das mit dem Induktivitätsstrom  $i_L$  proportional ist, und stellt als Ausgangssignal eine Spannung  $V_{AVG}$  bereit, die den Durchschnittsinduktivitätsstrom  $i_{AVG}$  darstellt. Der Komparator **1** vergleicht

somit im Wesentlichen ein den Durchschnittsinduktivitätsstrom repräsentierendes Signal mit einem entsprechenden Bezugssignal. Der Komparator **1** kann eine Hysterese aufweisen. Das heißt, der Komparator **1** leitet eine Abschaltung des Transistors  $T_1$  ein, wenn der Durchschnittsinduktivitätsstrom über einen ersten Schwellenwert steigt, und leitet eine Einschaltung des Transistors  $T_1$  ein, wenn der Durchschnittsinduktivitätsstrom unter einen zweiten Schwellenwert fällt, der niedriger als der erste Schwellenwert ist. In dieser Hinsicht wird der Komparator **1** als ein An-Aus-Controller betrieben.

**[0026]** Abgesehen von der Rückkopplungsschaltung (einschließlich Widerstand  $R_1$ , Kondensator  $C_2$ , Komparator **1**) und dem Strommesswiderstand  $R_2$ , ist die Schaltung von **Fig. 3** im Wesentlichen die gleiche wie im vorherigen Beispiel in **Fig. 1**. Der Ausgangskondensator  $C_1$  (siehe **Fig. 1**) wird jedoch in dem Beispiel von **Fig. 3** nicht benötigt. Die in **Fig. 3** veranschaulichte Abwärtswandlerschaltung hat somit einen ähnlichen Lade-/Entladezyklus wie der Abwärts-wandler von **Fig. 1**. Der Ladezustand des Schaltzyklus wird durch Anschalten des Transistors  $T_1$  initiiert. Dies führt zu einem ansteigenden Stromfluss von dem Versorgungsanschluss ( $V_{BATT}$ ) durch den Transistor  $T_1$ , die Induktivität  $L_2$ , die LED und den Nebenschlusswiderstand  $R_2$ . Wenn die Spannung am Kondensator  $C_2$ , (der den Durchschnittsinduktivitätsstrom repräsentiert) die Bezugsspannung  $V_{DRIVE}$ , die dem Komparator **1** zugeführt wird, überschreitet, schaltet der Komparator **1** den Transistor  $T_1$  aus, womit der Entladezustand der Schaltung initiiert wird.

**[0027]** In dem Entladezustand fließt Strom durch die Freilaufdiode  $D_2$ , die Induktivität  $L_2$  und den Widerstand  $R_2$ . Der Induktivitätsstrom  $I_L$  verringert sich, bis die Spannung am Kondensator  $C_2$  (die den Durchschnittsinduktivitätsstrom repräsentiert) unter die Bezugsspannung  $V_{DRIVE}$  fällt. Als Folge wird der Transistor  $T_1$  erneut angeschaltet und der nächste Zyklus beginnt. Der resultierende Stromfluss  $I_{LED}$  durch die LED und die Induktivität ist ein Gleichstrompegel  $I_{AVG}$ , dem ein kleiner dreieckiger DC-„Rippel“-Strom überlagert ist, der mit dem Lade-/Entladezyklus synchron ist. Diese Situation ist in **Fig. 4** gezeigt. Die Wechselstromkomponente des Stroms  $I_{LED}$  um seinen Mittelwert  $I_{AVG}$  ist allen bekannten Schaltreglern gemein.

**[0028]** **Fig. 4** zeigt den Laststrom  $I_{LED}$  durch die LED (der gleich dem Induktivitätsstrom ist) und die resultierenden Schaltzustände des Transistors  $T_1$ . Obgleich eine Rückkopplungsschaltung, die den Durchschnittslaststrom  $I_{AVG}$  regelt, bereitgestellt ist, ist der Laststrom  $I_{LED}$  dennoch für verschiedene Versorgungsspannungen  $V_{BATT}$  sowie für verschiedene Induktivitäten der Induktivität  $L_2$  und verschiedene Durchlassspannungen der LED verschieden. Dies ist hauptsächlich auf die Verzögerung, die zwischen einem Übergang (zum Beispiel von einem niedrigen

Pegel auf einen hohen Pegel oder umgekehrt) in dem Komparatorausgangssignal und dem tatsächlichen Schaltbetrieb des Transistors  $T_1$  stattfindet, zurückzuführen. Während dieser Verzögerungszeit findet ein transientes Überschwingen des Induktivitätsstroms statt. Das heißt, der Spitzenpegel der Wechselstromkomponente des Induktivitätsstroms ist höher als er wäre, wenn die Verzögerung null wäre. Je höher die an die Induktivität angelegte Spannung, desto höher das Überschwingen für eine jeweilige Verzögerungszeit. Ähnlich gilt, je niedriger die Induktivität, desto höher das Überschwingen für eine gegebene Verzögerungszeit. Da die Verzögerungszeiten für die Aktivierung und Deaktivierung des Transistors  $T_1$  nicht gleich sind, ist das Überschwingen für die obere Spitze des Induktivitätsstroms höher, und somit ist der Durchschnittswert des Induktivitätsstroms für verschiedene Induktivitätswerte sowie für verschiedene Versorgungsspannungen  $V_{BATT}$  unterschiedlich. Ein schwankender Durchschnittsinduktivitätsstrom kann als Schwankung der Helligkeit der LED wahrgenommen werden. Das heißt, die Helligkeit der LED hängt auf ungewünschte Art von der Versorgungsspannung ab. Die Rückkopplungsschaltung der LED-Treiberschaltung von **Fig. 3** kann diesen Effekt nicht kompensieren, und somit geht eine Schwankung der Versorgungsspannung  $V_{BATT}$  mit einer entsprechenden Helligkeitsschwankung Hand in Hand. Aus dem gleichen Grund wird die Helligkeit der LED für verschiedene Induktivitätswerte der Induktivität  $L_2$  und für verschiedene Durchlassspannungen der LED(s) nicht konstant sein.

**[0029]** **Fig. 5** veranschaulicht einige beispielhafte Schaltungen, die den oben erwähnten ungewünschten Effekt kompensieren können. **Fig. 5a** veranschaulicht eine erste beispielhafte Schaltung, die den Mittelwert  $I_{AVG}$  des LED-Stroms  $I_{LED}$  konstant hält oder die Helligkeitsschwankungen, die auf Schwankungen der Versorgungsspannung  $V_{BATT}$  zurückzuführen sind, zumindest wesentlich reduziert.

**[0030]** Die Schaltung von **Fig. 5a** ist ähnlich der Schaltung von **Fig. 3**. In dem Beispiel von **Fig. 3** ist der Halbleiterschalter **6** jedoch ein Low-Side-Schalter, während der Transistor  $T_1$  ein High-Side-Schalter ist. In dem vorliegenden Beispiel ist der Low-Side-Schalter **6** mit der Induktivität  $L_2$  und der LED (die eine einzige LED oder eine LED-Kette mit einer beliebigen geeigneten Zahl von LEDs präsentieren kann) in Reihe geschaltet. Die Reihenschaltung von Schalter **6**, LED und Induktivität  $L_2$  ist zwischen einem ersten Versorgungsanschluss, der mit der Versorgungsspannung  $V_{BATT}$  (zum Beispiel der Batteriespannung einer Autobatterie) versehen ist, und einem zweiten Versorgungsanschluss, der auf einem Bezugspotential GND (zum Beispiel Masse) liegt, gekoppelt. Die Reihenfolge der Induktivität  $L_2$  und der LED kann umgekehrt werden. Eine Strommessschaltung **3** kann derart an die Serienschaltung (die aus Schalter **6**,

LED und Induktivität  $L_2$  besteht) gekoppelt werden, dass sie den Laststrom  $i_{LED}$ , der der LED zugeführt wird, misst. In der vorliegenden Konfiguration sind der Laststrom  $I_{LED}$  und der Induktivitätsstrom  $i_L$  gleich. Die Strommessschaltung **3** erzeugt ein Laststromsignal  $S_{IL}$ , welches den Laststrom  $i_L$  repräsentiert. Viele geeignete Strommessschaltungen sind in der Technik bekannt, und später wird in Bezug auf **Fig. 5c** eine beispielhafte Strommessschaltung erklärt. Der Halbleiterschalter **6** kann an- und ausgeschaltet werden, indem ein geeignetes Ansteuerungssignal  $S_{OUT}$  an ein jeweiliges Steuersignal des Schalters **6** angelegt wird. Wird ein MOSFET als Halbleiterschalter verwendet, kann das Ansteuerungssignal  $S_{OUT}$  ein Gate-Strom oder eine Gate-Schaltung sein, die ausreicht, den Schalter **6** zu aktivieren (anzuschalten) oder zu deaktivieren (auszuschalten).

**[0031]** Das Ansteuerungssignal wird von einem Komparator **2** (ähnlich dem Beispiel von **Fig. 3**) erzeugt, dem das Laststromsignal  $S_{IL}$  und ein Bezugssignal  $S_{REF}$  zugeführt werden. Der Komparator **2** hat eine Hysterese und erzeugt ein Hochpegelausgangssignal  $S_{OUT}$  (zum Aktivieren des Schalters **6**), wenn der Unterschied  $S_{REF}-S_{IL}$  einen ersten Schwellenwert überschreitet. Analog dazu erzeugt er ein Niederpegelausgangssignal  $S_{OUT}$  (zum Deaktivieren der Schalters **6**), wenn der Unterschied  $S_{REF}-S_{IL}$  unter einen zweiten Schwellenwert fällt. Die zwei Schwellenwerte sind in der Regel gleicher Größe, haben aber entgegengesetzte Vorzeichen. In einem idealen Fall (ohne irgendwelche Ausbreitungsverzögerungen wie oben besprochen) variiert der eigentliche Laststrom  $I_{LED}$  um einen durchschnittlichen Strom  $I_{AVG}$ , der  $V_{REF}$  entspricht. Die überlagerte Wechselstromkomponente (auch als „Rippelstrom“ bezeichnet) hat eine im Wesentlichen dreieckige Wellenform und eine Spitze-Spitze-Amplitude, die von der Hysterese des Komparators **2** abhängt. Wie oben ausgeführt, kann die Verzögerung zwischen einem Übergang des Ansteuerungssignals  $S_{OUT}$  und dem entsprechenden Schaltbetrieb des Schalters **6** zu einem systematischen Fehler führen, der zu einer positiven Abweichung  $\Delta i$  des tatsächlichen Durchschnittslaststroms  $I_{AVG}=I_{REF}+\Delta i$  führt, wobei  $I_{REF}$  der „ideale“ Durchschnittslaststrom ist, der dem Bezugssignal  $S_{REF}$  entspricht, und die Abweichung  $\Delta i$  unter anderem von der Versorgungsspannung  $V_{BATT}$  abhängt. Im Allgemeinen ist der Komparator **2** Teil einer ersten Rückkopplungsschaltung  $CL_1$ , wobei der Komparator **2** im Wesentlichen einen An-Aus-Controller implementiert, um den Laststrom  $i_L$  zu regeln. Das Bezugssignal ist der Bezugseingang (Sollwert) für den An-Aus-Controller der ersten Rückkopplungsschaltung  $CL_1$ .

**[0032]** Um den nachteiligen Effekt der oben erwähnten Verzögerungszeiten zu kompensieren, ist eine zweite Rückkopplungsschaltung  $CL_2$  (Regelkreis) bereitgestellt. Die zweite Rückkopplungsschaltung empfängt als Eingangssignal das Laststrom-

signal  $S_{IL}$  und erzeugt das Bezugssignal  $S_{REF}$  für die erste Rückkopplungsschaltung  $CL_1$ . Gemäß dem durch die zweite Rückkopplungsschaltung  $CL_2$  implementierten Regelungsgesetz repräsentiert das Bezugssignal  $S_{REF}$  den Unterschied zwischen einem Durchschnittslaststromwert  $I_{AVG}$  und einem voreingestellten Konstantwert. Eine beispielhafte Implementierung der zweiten Rückkopplungsschaltung wird später mit Bezug auf **Fig. 5c** besprochen.

**[0033]** Der Betrieb der zweiten Rückkopplungsschaltung  $CL_2$  und ihr Effekt kann wie folgt zusammengefasst werden. Wenn sich der tatsächliche Durchschnitt  $I_{AVG}$  des Laststroms  $i_{LED}$  als Reaktion auf eine Änderung der Versorgungsspannung  $V_{BATT}$  ändert (aufgrund des oben erklärten nachteiligen Effekts der Verzögerungszeiten), wirkt die zweite Rückkopplungsschleife  $CL_2$  dieser Änderung des Durchschnittslaststroms  $I_{AVG}$  durch Einstellen des Bezugssignals  $S_{REF}$  (das heißt des Sollwerts) für die erste Rückkopplungsschaltung entgegen. Wenn der Durchschnittslaststrom anfängt, als Reaktion auf eine ansteigende Versorgungsspannung  $V_{BATT}$  anzusteigen, reduziert die zweite Rückkopplungsschaltung  $CL_2$  das Bezugssignal  $S_{REF}$  (das heißt den Sollwert), das der ersten Rückkopplungsschaltung  $CL_1$  zugeführt wird, womit der Effekt der ansteigenden Versorgungsspannung  $V_{BATT}$  kompensiert wird. Ähnlich wird der Durchschnittslaststrom  $I_{AVG}$  und somit die Helligkeit der LED(s) für verschiedene Induktivitätswerte der Induktivität  $L_2$  und für verschiedene Durchlassspannungen der LED(s) konstant gehalten werden.

**[0034]** Das Beispiel von **Fig. 5b** ist fast identisch mit der in **Fig. 5a** gezeigten Schaltung. Der einzige Unterschied ist der, dass der Leistungshalbleiterschalter **6** ein High-Side-Schalter statt ein Low-Side-Schalter (wie er es in **Fig. 5a** ist) ist. In diesem Fall kann die Strommessung auf der Niederspannungsseite stattfinden. Die Freilaufdiode  $D_3$  ist zwischen dem gemeinsamen Schaltungsknoten der Induktivität  $L_2$  und des Schalters **6** und dem Bezugspotential GND (und nicht wie in **Fig. 5a** an das Versorgungspotential  $V_{BATT}$ ) gekoppelt. Der Betrieb der LED-Treiberschaltung von **Fig. 5b** ist der gleiche wie der Betrieb der LED-Treiberschaltung von **Fig. 5a**.

**[0035]** **Fig. 5c** veranschaulicht im Wesentlichen die gleiche LED-Treiberschaltung, die in **Fig. 5a** gezeigt ist. Die zweite Rückkopplungsschaltung  $CL_2$  und die Strommessschaltung **3** sind jedoch ausführlicher veranschaulicht. Ähnlich den vorhergehenden Beispielen ist der Low-Side-Schalter **6** mit der Induktivität  $L_2$  und der LED, die durch eine LED-Kette ersetzt sein kann, in Reihe geschaltet. Die Reihenschaltung von Schalter **6**, LED und Induktivität  $L_2$  ist zwischen einem ersten Versorgungsanschluss (Versorgungsspannung  $V_{BATT}$ ) und einem zweiten Versorgungsanschluss (zum Beispiel Masse GND) gekoppelt. Die Reihenfolge der Induktivität  $L_2$  und LED kann um-

gekehrt sein. Die Strommessschaltung **3** enthält einen Nebenschlusswiderstand  $R_3$ , der mit der LED derart in Reihe gekoppelt ist, dass der Laststrom  $i_{LED}$  auch den Nebenschlusswiderstand durchläuft und der Spannungsabfall  $R_3 \cdot i_{LED}$  am Nebenschlusswiderstand  $R_3$  proportional zum Laststrom  $I_{LED}$  oder dem Induktivitätsstrom  $I_L = I_{LED}$  ist. Der Spannungsabfall  $R_3 \cdot i_{LED}$  am Nebenschlusswiderstand  $R_3$  kann einem Verstärker AMP zugeführt werden, der den Spannungsabfall verstärkt und ein jeweiliges Laststromsignal  $S_{IL}$  erzeugt, das den Laststrom  $i_L$  repräsentiert. Der Verstärker AMP kann zum Beispiel ein einfacher Differenzialverstärker, ein Operationsverstärker, ein Gegenwirkleitwertverstärker oder eine beliebige andere geeignete Verstärkungsschaltung sein. Das Stromsignal  $S_{IL}$  kann je nach der tatsächlichen Implementierung ein Spannungssignal oder alternativ ein Stromsignal sein. Der Halbleiterschalter **6** kann an- und ausgeschaltet werden, indem an ein jeweiliges Steuersignal des Schalters **6** ein geeignetes Ansteuerungssignal  $S_{OUT}$  angelegt wird (zum Beispiel ein Gate-Signal bei Verwendung eines MOSFETs als Leistungshalbleiterschalter).

**[0036]** Die erste Rückkopplungsschaltung empfängt als Eingangssignal das Laststromsignal  $S_{IL}$  sowie das Bezugssignal  $S_{REF}$ , das als ein Sollwert für den An-Aus-Controller, der durch den Komparator **2** wie oben erwähnt implementiert ist, angesehen werden kann. Der Komparator **2** empfängt das Bezugssignal  $S_{REF}$  und das Laststromsignal  $S_{IL}$  und erzeugt ein Ausgangssignal  $S_{OUT}$  zum Ansteuern des Leistungshalbleiterschalters **6**, wie oben mit Bezug auf **Fig. 5a** erklärt. Der Betrieb der ersten Rückkopplungsschaltung  $CL_1$  ist gänzlich der gleiche wie in dem Beispiel von **Fig. 5a** und wird darum hier nicht wiederholt. Die Wellenform des Laststroms  $i_{LED}$  und der Schaltbetrieb des Schalters **6** entsprechen den in **Fig. 4** veranschaulichten Zeitdiagrammen.

**[0037]** Um den tatsächlichen Durchschnitt  $I_{AVG}$  des Laststroms  $i_{LED}$  auf einem konstanten Pegel zu halten, während sich die Versorgungsspannung  $V_{BATT}$  (oder die temperaturabhängige Durchlassspannung der LED) ändert, regelt die zweite Rückkopplungsschaltung  $CL_2$  das Bezugssignal  $S_{REF}$  und somit den Sollwert für die erste Rückkopplungsschaltung  $CL_1$ . Wie oben erwähnt gewährleistet das durch die zweite Rückkopplungsschaltung  $CL_2$  implementierte Regelungsgesetz, dass das Bezugssignal  $S_{REF}$  abhängig vom Unterschied zwischen einem Durchschnittslaststromwert  $I_{AVG}$  und einem voreingestellten Konstantwert erzeugt wird. Zu diesem Zweck enthält die zweite Rückkopplungsschaltung  $CL_2$  eine Schaltung des Filters **4**, die als Eingabesignal das Laststromsignal  $S_{IL}$  empfängt und als Ausgangssignal ein gefiltertes Signal  $V_{AVG}$  bereitstellt, das als ein Signal betrachtet werden kann, das den (zum Beispiel beweglichen) Durchschnittslaststrom  $I_{AVG}$  repräsentiert. Bei dem Filter kann es sich zum Beispiel um einen

passiven RC-Filter aus einem Widerstand und einem Kondensator handeln. Alternativ dazu kann das Laststromsignal  $S_{IL}$  mittels eines geeigneten Analog-Digital-Wandlers digitalisiert werden. In diesem Fall kann der Filter **4** als Digitalfilter mit Verwendung eines Digitalsignalprozessors und geeigneter Software implementiert sein. Nicht nur der Filter **4**, sondern die gesamte zweite Rückkopplungsschaltung  $CL_2$  (und sogar Teile der ersten Rückkopplungsschaltung  $CL_1$ ) können mittels eines geeignet programmierten Signalprozessors digital implementiert werden. In diesem Fall können die Einheiten, die hier als Schaltungen bezeichnet werden, als softwareimplementierte Funktionseinheiten betrachtet werden.

**[0038]** Das Filterausgangssignal  $V_{AVG}$  (das den Durchschnittslaststrom  $I_{AVG}$  repräsentiert) sowie ein stabilisierter Bezugswert (zum Beispiel eine stabilisierte Bezugsspannung oder in digitalen Implementierungen ein Registerwert) werden dem Regler **5** zugeführt. Der Regler **5** kann in einem einfachen Beispiel eine P-Regelung sein. Der Regler **5** kann jedoch auch ein PI-, PID- oder PT1-Regler oder etwas ähnliches sein. Im Allgemeinen kann die Regelung **5** dazu konfiguriert sein, einen Offset  $V_{STAB} - V_{AVG}$  zwischen Durchschnittslaststrom (der durch Signal  $V_{AVG}$  repräsentiert ist) und Bezugswert  $V_{STAB}$  zu minimieren oder zumindest zu reduzieren. Regler mit einer I-Komponente, wie z. B. ein PI-Regler, können einen stationären Regelungsoffset von null erreichen.

**[0039]** Der Regler **5** kann einen Operationsverstärker **51** enthalten. Je nach Typ (P, PI, PIC, PT1 etc.) des verwendeten Reglers werden verschiedene Komponenten benötigt, um den Regler **5** einzurichten. Im Fall eines PT1-Reglers empfängt zum Beispiel der Operationsverstärker **51** den Bezugswert  $V_{STAB}$  an seinem invertierenden Eingangsanschluss. Ein erster Widerstand  $R_{11}$  und eine Parallelschaltung eines zweiten Widerstands  $R_{12}$  und ein Kondensator  $C_4$  sind zwischen dem invertierenden Eingangsanschluss und dem Ausgangsanschluss des Operationsverstärkers **51** in Reihe gekoppelt. **Fig. 9** zeigt ein Beispiel eines solchen Reglers **5**. In einigen Ausführungsbeispielen kann es von Vorteil sein, einen PT1-Regler zu verwenden. In anderen Beispielen können jedoch andere Typen von Regelungen **5** verwendet werden. In solchen Fällen werden andere Komponenten in unterschiedlichen Konfigurationen benötigt, um die jeweiligen Regelungstypen zu implementieren.

**[0040]** Der Offset  $V_{STAB} - V_{AVG}$  kann innerhalb des Reglers **5** verstärkt und modifiziert werden, und das Reglerausgangssignal kann entweder direkt der ersten Rückkopplungsschaltung  $CL_1$  als Bezugssignal  $S_{REF}$  zugeführt werden oder durch eine Pegeleinstellung **7** weiter modifiziert werden, bevor es der ersten Rückkopplungsschaltung  $CL_1$  zugeführt wird. Die Schaltung **7** kann dazu konfiguriert sein, das Be-

zugssignal  $S_{REF}$ , das für die erste Rückkopplungsschaltung  $CL_1$  der Sollwert ist, d.h. für den An-Aus-Controller **2**, zu modifizieren. Die wahlweise Schaltung **7** kann einfach eine Art Pegelversatz durchführen. Darüberhinaus oder zusätzlich kann die Schaltung **7** das Bezugssignal  $S_{REF}$  regelmäßig ausblenden (das heißt das Bezugssignal  $S_{REF}$  für eine bestimmte Zeitperiode auf null setzen), um eine Dimmfunktion bereitzustellen. Beispiele der Schaltung **7** sowie der Dimmfähigkeiten der vorliegenden LED-Treiber werden im Folgenden diskutiert.

**[0041]** Fig. **6** veranschaulicht eine andere beispielhafte Schaltung zur Beibehaltung des Durchschnittsstroms  $I_{AVG}$  auf einem gewünschten Pegel unabhängig von der Versorgungsspannung  $V_{BATT}$ . Die Schaltung entspricht allgemein den in Fig. **5a** und Fig. **5c** gezeigten Schaltungen. Der Filter **4** (Mittlungsschaltung) ist jedoch ausführlicher veranschaulicht. Der Filter **4** kann zum Beispiel einen passiven RC-Tiefpassfilter erster Ordnung enthalten, der durch einen Widerstand  $R_5$  und einen Kondensator  $C_3$  gebildet ist. Andere Filtertypen (zum Beispiel Filter höherer Ordnung, Digitalfilter) können auch anwendbar sein.

**[0042]** Um ungewünschte Übergangseffekte beim Starten (nach Anschalten der Schaltung) einer Initialisierungsschaltung **8** zu vermeiden, kann eine Initialisierungsschaltung **8** dazu verwendet werden, den Filterausgang des Filters **4** auf einen Anfangswert auf dem oder nahe dem gewünschten Wert, der durch den stabilisierten Bezugswert  $V_{STAB}$  gegeben ist, einzustellen. In der in dem Beispiel von Fig. **6** implementierten einfachen (und somit sehr kostengünstigen und für preisgünstige Anwendungen geeigneten) Implementierung führt die Initialisierungsschaltung **8** schnell eine Vorladung des Kondensators  $C_3$ , der mit dem Filterausgang verbunden ist, direkt nach Anschalten der LED-Treiberschaltung durch. Dies kann dadurch erreicht werden, dass die stabilisierte Bezugsspannung  $V_{STAB}$  zeitweilig über einen Halbleiterschalter  $T_2$  mit dem Kondensator verbunden wird. Der Schalter  $T_2$  kann für eine definierte (zum Beispiel festgelegte) Zeitperiode geschlossen sein. Schließen und erneutes Öffnen des Schalters können mittels einer Zeitgeberschaltung **81** gesteuert werden, die zum Beispiel eine Zeitgeberschaltung (zum Beispiel ein Monoflop) sein kann, die als Reaktion auf ein Anschaltssignal einen Puls mit definierter Länge erzeugt.

**[0043]** In dem in Fig. **6** gezeigten Beispiel ist ein erster Anschluss des Halbleiterschalters  $T_2$  (zum Beispiel ein MOSFET oder ein BJT) mit dem gemeinsamen Schaltungsknoten zwischen dem Widerstand  $R_5$  und dem Kondensator  $C_3$  über einen weiteren Widerstand  $R_6$  (optional) verbunden. Ein zweiter Anschluss des Halbleiterschalters  $T_2$  ist mit der Spannungsquelle, die den stabilisierten Spannungswert  $V_{STAB}$  bereitstellt, gekoppelt. Es kann jedoch auch ein beliebiger

anderer Spannungswert als Anfangswert verwendet werden, zum Beispiel 90 Prozent von  $V_{STAB}$ . Ein Regelungseingang (im Fall eines MOSFET; das Gate, im Fall eines BJT; der Basisanschluss) des Schalters  $T_2$  ist mit der oben erwähnten Zeitgeberschaltung **81** verbunden. Falls die Zeitgebereinheit als Monoflop implementiert ist, erhält sie für eine bestimmte Zeit an der Kapazität  $C_3$  eine definierte Spannung aufrecht, wodurch der Filterausgang auf einen gewünschten Anfangswert initialisiert wird. Die Zeitverzögerungseinheit **81** kann zum Beispiel durch ein Anschaltrückstellssignal ausgelöst werden. Dieses Anschaltrückstellssignal kann einmal, beim Anschalten des Systems, zur Verfügung stehen.

**[0044]** Das in Fig. **7** veranschaulichte Beispiel ist dem vorhergehenden Beispiel von Fig. **6** sehr ähnlich. Der einzige Unterschied ist die Implementierung der Zeitgeberschaltung **81**. In dem vorliegenden Beispiel reagiert die Zeitgeberschaltung **81** auch auf das Ansteuerungssignal  $S_{OUT}$ , das die Aktivierung und Deaktivierung des Leistungshalbleiterschalters **6** auslöst. In dem vorliegenden Beispiel löst die Zeitgeberschaltung als Reaktion auf eine Anschaltung des Leistungshalbleiterschalters **6** eine Reinitialisierung (zum Beispiel durch Aktivieren des Schalters  $T_2$  für eine festgelegte Zeitperiode) aus, aber nur, wenn der Schalter **6** für eine definierte Zeit aus war. Das heißt, eine Reinitialisierung wird nicht während des „normalen“ Schaltbetriebs des Schalters **6** ausgelöst. Wenn jedoch der Schaltbetrieb des Leistungshalbleiterschalters **6** zeitweilig für eine definierte Minimalzeit angehalten wird (zum Beispiel für Dimm-Zwecke, siehe Beschreibung von Fig. **10**), wird bei Wiederaufnahme des normalen Schaltbetriebs des Schalters **6** eine Reinitialisierung ausgelöst.

**[0045]** Die in Fig. **6** und Fig. **7** gezeigten LED-Treiberschaltungen sind dazu konfiguriert, die Spannung am Kondensator  $C_3$  des Filters **4** - und somit das Filterausgangssignal  $V_{AVG}$  - auf einen Wert, der dem stabilisierten Bezugswert  $V_{STAB}$  entspricht, zu klemmen. Im Allgemeinen ist eine solche Funktion nicht für eine LEDs ansteuernde Schaltung nötig, kann jedoch während des Startens der Schaltung und während eines Dimm-Betriebs, während dem der Laststrom gemäß einem vordefinierten Modulationsschema (zum Beispiel Pulsweitenmodulation, Sigma-Delta-Modulation oder dergleichen) wiederholt an- und ausgeschaltet wird, nützlich sein.

**[0046]** In Fig. **8** ist eine weitere beispielhafte LED-Treiberschaltung detaillierter dargestellt. Wie in den vorhergehenden Beispielen ist der Filter **4** ein passiver RC-Filter, der den Widerstand  $R_5$  und den Kondensator  $C_3$  enthält. Der Regler **5** enthält einen Operationsverstärker **51**. An seinem invertierenden Eingangsanschluss empfängt der Operationsverstärker **51** den stabilisierten Bezugsspannungswert  $V_{STAB}$ . Zwischen den nicht-invertierenden Ein-

gangsanschluss des Operationsverstärkers **51** und den Eingangsanschluss des Reglers **5** ist ein Widerstand  $R_7$  gekoppelt, mit dem er an den Filter **4** gekoppelt ist. Ein weiterer Widerstand  $R_8$  ist zwischen den nicht-invertierenden Eingangsanschluss und den Ausgangsanschluss des Operationsverstärkers **51** gekoppelt.

**[0047]** In dem vorliegenden Beispiel arbeitet die Pegelinstellschaltung **7** ähnlich wie ein Pegelumleger. Sie enthält einen Transistor  $T_3$ . Der Transistor  $T_3$  ist mit dem Ausgangsanschluss des Reglers **5** gekoppelt. Der Laststrompfad des Transistors  $T_3$  ist zwischen dem Bezugspotential GND und einem Widerstand  $R_9$  geschaltet. Ein weiterer Widerstand  $R_{10}$  ist zwischen dem Widerstand  $R_9$  und einem Anschluss für ein positives Potential  $V_S$  gekoppelt. Das Bezugssignal  $S_{REF}$ , das der ersten Rückkopplungsschaltung zugeführt wird, wird an dem gemeinsamen Schaltungsknoten zwischen den zwei Widerständen  $R_9$  und  $R_{10}$  abgegriffen.

**[0048]** Das Beispiel von **Fig. 10** veranschaulicht eine LED-Treiberschaltung, die der Schaltung von **Fig. 5c** ähnlich ist. Das vorliegende Beispiel enthält jedoch zusätzlich eine Dimmfähigkeit. Zu diesem Zweck kann die Pegelinstellschaltung **7** auf die gleiche Weise wie in **Fig. 8** gezeigt implementiert werden. Wie mit Bezug auf **Fig. 8** diskutiert, unterwirft die Pegelinstellschaltung **7** das Bezugssignal  $S_{REF}$ , das durch den Regler **5** (d.h. das Steuersignal) erzeugt wird, einem Pegelversatz, gemäß einer definierten Kennlinie, die in dem vorliegenden Beispiel von den Charakteristika des Transistors  $T_3$  und der Widerstände  $R_{10}$  und  $R_g$  abhängig ist. Die Pegelinstellschaltung **7**, wie sie in dem vorliegenden Beispiel veranschaulicht ist, kann als ein regelbarer Spannungsteiler angesehen werden, der eine Eingangsspannung  $V_S$  (die in dem Beispiel von **Fig. 8** konstant ist und in dem vorliegenden Beispiel An-/Ausmoduliert wird) in eine Teilspannung  $V_S \cdot (R_9 + R_{ON}) / (R_9 + R_{10} + R_{ON})$  aufteilt, wobei  $R_{ON}$  der An-Widerstand des Transistors  $T_3$  und somit eine Funktion der Bezugsspannung  $S_{REF}$  ist, die durch den Regler **5** bereitgestellt und dem Steueranschluss (d.h. dem Gate-Anschluss im Fall eines MOSFETs) des Transistors zugeführt wird. Die mittlere Abgreifung des Spannungsteilers ist der Ausgangsschaltungsknoten der Pegelinstellschaltung **7**, an dem das „pegeleingestellte“ Bezugssignal  $S_{REF}$  bereitgestellt wird, das eine bijektive Funktion des Steuersignals  $S_{REF}$  (d.h. eine Eins-zu-Eins-Zuordnung) ist, das von dem Regler **5** bereitgestellt wird. Die Funktion hängt von den Kennlinien und den Widerstandswerten der Widerstände  $R_9$  und  $R_{10}$  ab.

**[0049]** Allgemein stellt die von der Schaltung **7** bereitgestellte Funktion den Pegel des Steuersignals  $S_{REF}$ , das von dem Regler **5** bereitgestellt wird, gemäß einer Kennlinie ein. Der in **Fig. 10** gezeigte re-

gelbare Spannungsteiler muss als ein einfaches Beispiel angesehen werden. Ein Fachmann wird keine Schwierigkeiten darin sehen, die gleiche oder ähnliche Funktion mittels eines Differenzschaltkreises (zum Beispiel Verstärkerschaltungen oder dergleichen) zu erreichen. In einer digitalen Implementierung kann die Kennlinie durch in einem Speicher gespeicherte Parameter oder eine Interpolation in einer Nachschlagetabelle definiert sein. Für kostengünstigere Anwendungen kann eine digitale Lösung jedoch zu komplex und teuer sein.

**[0050]** Eine Dimmfähigkeit kann leicht durch An-/Aus-Modulieren der Eingangsspannung  $V_S$ , die der Pegelinstellschaltung **7** zugeführt wird, in Übereinstimmung mit dem gewünschten Tastverhältnis (normalerweise in Prozent ausgedrückt) implementiert werden. Zum Beispiel ist bei einem Tastverhältnis von 30 Prozent das Bezugssignal  $S_{REF}$  für durchschnittlich 70 Prozent der Zeit aus (zum Beispiel auf Massepotential, 0 V). Zu diesem Zweck ist ein Modulator **8** bereitgestellt, der das Eingangssignal  $V_S$  für die Pegelinstellschaltung erzeugt. Jegliche Modulation kann anwendbar sein, zum Beispiel Pulsweitenmodulation, Pulsfrequenzmodulation, Sigma-Delta-Modulation (auch als Impulsdichtemodulation bezeichnet), verschiedene Zufallsmodulationsschemen etc. Man beachte, dass die Modulation des Bezugssignals  $S_{REF}$  auch auf eine Art erreicht werden kann, die sich von dem in **Fig. 7** veranschaulichten Beispiel unterscheidet. Einem Fachmann wird es nicht schwer fallen, mittels anderer Schaltkreise die gleiche oder eine ähnliche Funktion zu erreichen. Zum Beispiel kann der Komparatoreingang, der das Bezugssignal  $S_{REF}$  empfängt, mittels eines Schalters, der gemäß einem modulierten Signal (zum Beispiel von dem Modulator **8** bereitgestellt) aktiviert und deaktiviert wird und in dem das Eingangssignal  $V_S$  konstant ist, mit Massepotential verbunden sein.

**[0051]** Man beachte, dass die in **Fig. 7** gezeigte Filterinitialisierung nützlich in dem vorliegenden Beispiel angewendet werden kann. Verglichen mit der Schaltfrequenz des Leistungshalbleiterschalters **6** (zum Beispiel im Hundert-Kilohertz-Bereich) ist die Modulationsfrequenz des Modulators **8** gewöhnlich viel kleiner (zum Beispiel bis zu 10 Kilohertz). Das heißt, wenn das Dimmen aktiv ist, kann die Aus-Phase vergleichbar lang sein, und daraufhin fällt das Durchschnittslaststromsignal  $V_{AVG}$ , das von dem Filter **4** bereitgestellt wird. Der von dem Filter bereitgestellte interessierende Wert ist jedoch der Durchschnittslaststrom während der An-Phase des Laststroms. Um vorübergehende Effekte, wie die während einer Anschaltphase der Schaltung gesehenen, zu vermeiden, wird der Filterausgang jedes Mal, wenn der Schalter **6** nach einer „längeren“ Periode (d.h. länger als die Aus-Periode während eines „normalen“ Schaltbetriebs, wenn das Bezugssignal  $S_{REF}$  nicht von dem Modulator **8** ausgeblendet wird) an-

geschaltet wird, auf einen Wert nahe des gewünschten Durchschnittslaststromsignalpegels  $V_{AVG}$  initialisiert. Zu diesem Zweck ignoriert die Initialisierungseinheit **81** (siehe **Fig. 7**) ansteigende Flanken in dem Ansteuerungssignal  $S_{OUT}$ , sofern es nicht für eine gegebene Mindest-Aus-Zeit niedrig war. Diese Mindest-Aus-Zeit kann zu der Zeitkonstante des Filters **4** passend gewählt werden.

**[0052]** In **Fig. 11** wird ein Pulsweitenmodulationsgenerator, der als Modulator **8** in Verbindung mit dem in **Fig. 10** veranschaulichten Beispiel verwendet werden kann, veranschaulicht. Bei bekannten LED-Treibern kann die dem Komparator **2** (siehe zum Beispiel **Fig. 5a**) zugeführte Bezugsspannung geändert werden, um den LED-Strom  $I_{LED}$  zu dimmen. Dieses Verfahren ist jedoch häufig unpräzise und temperaturabhängig.

**[0053]** Die in **Fig. 11** gezeigte PWM-Modulatorschaltung enthält einen Sägezahngenerator ST und einen Komparator **COMP<sub>2</sub>**. Der Sägezahngenerator ST enthält einen ersten Stromspiegel **CM<sub>1</sub>**, einen zweiten Stromspiegel **CM<sub>2</sub>** und einen Komparator **COMP<sub>1</sub>**. Zwischen dem nicht-invertierenden Eingangsanschluss und dem Ausgangsanschluss des Komparators **COMP<sub>1</sub>** ist ein Kondensator **C<sub>5</sub>** gekoppelt. Ferner ist der Kondensator **C<sub>5</sub>** derart an den ersten Stromspiegel **CM<sub>1</sub>** gekoppelt, dass er mit einem Konstantstrom  $i_1$  geladen wird, der mit dem Stromspiegelkonstanteingangsstrom  $i_0$  proportional ist (im vorliegenden Beispiel  $i_1=i_0/10$ ). Zwischen dem nicht-invertierenden Komparatoreingang des Komparators **COMP<sub>1</sub>** und einem Anschluss für das Bezugspotential GND ist ein Transistor **T<sub>4</sub>** gekoppelt. Der Steueranschluss (zum Beispiel das Gate) des Transistors **T<sub>4</sub>** ist an den Ausgang des Komparators **COMP<sub>1</sub>** gekoppelt. Somit wird der Kondensator **C<sub>5</sub>** über den Transistor **T<sub>4</sub>** entladen, wenn der Komparatorausgang auf einen hohen Pegel schaltet.

**[0054]** Zwischen dem zweiten Stromspiegel **CM<sub>2</sub>** und dem Anschluss für das Bezugspotential GND ist ein Widerstand **R<sub>13</sub>** gekoppelt. Der invertierenden Eingangsanschluss des Komparators **COMP<sub>1</sub>** ist mit dem gemeinsamen Schaltungsknoten des Stromspiegels **CM<sub>2</sub>** und des Widerstands **R<sub>13</sub>** verbunden.

**[0055]** Parallel mit dem Widerstand **R<sub>13</sub>** ist eine Reihenschaltung aus einem weiteren Widerstand **R<sub>14</sub>** und einem weiteren Transistor **T<sub>5</sub>** gekoppelt. Der Transistor **T<sub>5</sub>** schaltet sich gemäß dem Komparatorausgangssignal des Komparators **COMP<sub>1</sub>** an und aus. Während der Transistor **T<sub>5</sub>** aus ist, fließt der Konstantstrom  $i_2$  (in dem vorliegenden Beispiel  $i_2= i_0 \cdot 3$ ), der von dem zweiten Stromspiegel **CM<sub>2</sub>** bereitgestellt wird, durch den Widerstand **R<sub>13</sub>**, wodurch an dem Widerstand **R<sub>13</sub>** ein Spannungsabfall  $V_2=i_2 \cdot R_{13}$  erzeugt wird. Somit schaltet sich der Komparator **COMP<sub>1</sub>** von einem niedrigen Pegel auf einen hohen Pegel, wenn

die (linear ansteigende) Spannung  $V_1$  am Kondensator die Schwellenspannung  $V_2$  erreicht. Der nicht-invertierende Eingangsanschluss des Komparators **COMP<sub>1</sub>** stellt das Ausgangssignal (Sägezahnsignal) des Sägezahngenerators, das der Spannung  $V_1$  am Kondensator **C<sub>5</sub>** entspricht, bereit.

**[0056]** Eine extern bereitgestellte Analogspannung wird mittels dieses zweiten Komparators **COMP<sub>2</sub>** in ein entsprechendes PWM-Signal  $V_S$  umgewandelt. Ein Konstantstrom  $i_0$  wird mittels des ersten Stromspiegels **CM<sub>1</sub>** in einen Strom  $i_1$  umgewandelt. Dabei kann es sich zum Beispiel um einen High-Side-pMOS-Stromspiegel handeln. Der Bezugsstrom  $i_0$  kann zum Beispiel 10  $\mu$ A sein. Wenn ein 1:10-Stromspiegel verwendet wird, ist der Stromwert von  $i_1$  ungefähr 1  $\mu$ A. Der zweite Stromspiegel **CM<sub>2</sub>** erzeugt einen zweiten Strom  $i_2$ . Der zweite Stromspiegel-**CM<sub>2</sub>** kann einen Strom  $i_2$  erzeugen, der zum Beispiel dreimal höher als der Konstantstrom  $i_0$  ( $i_2=30 \mu$ A) ist. Dieser Strom  $i_2$  fließt dann durch den Widerstand **R<sub>13</sub>**, wodurch am Widerstand eine Spannung  $V_2$  erzeugt wird.

**[0057]** Beide Transistoren **T<sub>4</sub>**, **T<sub>5</sub>** sind nichtleitend (aus), wenn der Komparatorausgang des Komparators **COMP<sub>1</sub>** niedrig ist. Die Kapazität **C<sub>5</sub>** wird durch den Strom  $i_1$  während dieser Zeitperiode geladen. Wenn eine Spannung  $V_1$  an der Kapazität **C<sub>5</sub>** die Spannung  $V_2$  überschreitet, wird der Komparator **COMP<sub>1</sub>** aktiv und schaltet die zwei Transistoren **T<sub>4</sub>**, **T<sub>5</sub>** an. Der Transistor **T<sub>4</sub>** entlädt die Kapazität **C<sub>5</sub>** abrupt auf den Wert von  $V_2$  ( $V_2=i_2 \cdot R_{13} \cdot R_{14} \cdot (R_{13}+R_{14})$ ), wenn der Transistor **T<sub>5</sub>** den Widerstand **R<sub>14</sub>** parallel zum Widerstand **R<sub>13</sub>** anschließt. Die Spannung  $V_2$  fällt schneller als die Spannung  $V_1$ , da die Kapazität **C<sub>5</sub>** über den An-Widerstand des Transistors **T<sub>4</sub>** entladen werden muss. Die Abschaltzeit kann durch das Länge-Breitenverhältnis des Transistors **T<sub>4</sub>** definiert sein.

**[0058]** Wenn die Kondensatorspannung  $V_1$  unter die Spannung  $V_2$  fällt, kehrt das Ausgangssignal des Komparators **COMP<sub>1</sub>** auf einen niedrigen Pegel zurück, und die Transistoren **T<sub>4</sub>**, **T<sub>5</sub>** werden wieder nichtleitend. Daraufhin wird eine Spannung  $V_2 = i_2 \cdot R_{13}$  erneut dem invertierenden Eingangsanschluss des Komparators **COMP<sub>1</sub>** zugeführt, und das Laden der Kapazität **C<sub>5</sub>** beginnt erneut.

**[0059]** Innerhalb dieser Schaltung ist es möglich, den oberen Schwellenwert mittels des Widerstands **R<sub>13</sub>** und den niedrigeren Schwellenwert mittels des Widerstands **R<sub>14</sub>** (parallel zum Widerstand **R<sub>13</sub>** gekoppelt) einzustellen.

**[0060]** Der weitere Komparator **COMP<sub>2</sub>** empfängt die Ausgangsspannung des Sägezahngenerators **ST** an einem ersten Eingangsanschluss und vergleicht sie mit einem Dimm-Signal  $S_{DIM}$  (das heißt der Be-

zugsspannung  $V_{DIM}$  im vorliegenden Beispiel), die dem zweiten Eingangsanschluss zugeführt wird. Der Komparatorausgang schaltet, wenn die Sägezahnspannung die Bezugsspannung  $V_{DIM}$  erreicht. Das Tastverhältnis des PWM-Signals ist proportional zur Bezugsspannung  $V_{DIM}$ . Alternativ kann das Bezugssignal  $S_{DIM}$  ein An-/Ausmoduliertes Signal mit einem höheren An-Pegel als der Spitzenpegel des Sägezahnsignals sein. In diesem Fall wird das Dimm-Signal  $S_{DIM}$  an den Ausgang des Komparators  $COMP_2$  weitergeleitet.

**[0061]** Obwohl Ausführungsbeispiele und ihre Vorteile ausführlich beschrieben worden sind, versteht es sich, dass verschiedene Änderungen, Substitutionen und Veränderungen durchgeführt werden können, ohne vom Gedanken und Umfang der Erfindung, wie sie durch die angehängten Ansprüche definiert ist, abzuweichen. Angesichts dem obigen Bereich an Variationen und Anwendungen versteht es sich, dass die vorliegende Erfindung nicht durch die vorangehende Beschreibung eingeschränkt ist, noch ist sie durch die begleitenden Zeichnungen eingeschränkt. Stattdessen ist die vorliegende Erfindung nur durch die folgenden Ansprüche und ihre rechtlichen Äquivalente eingeschränkt.

### Patentansprüche

1. Schaltung zum Ansteuern von Leuchtdioden, wobei die Schaltung Folgendes umfasst:  
 einen ersten Halbleiterschalter (6) und eine Freilaufeinrichtung (D3), die zwischen einem ersten Versorgungsanschluss, der eine Versorgungsspannung ( $V_{BATT}$ ) bereitstellt, und einem zweiten Versorgungsanschluss (GND), der ein Bezugspotential bereitstellt, gekoppelt ist, wobei der erste Halbleiterschalter (6) auf ein Ansteuerungssignal ( $S_{OUT}$ ) reagiert;  
 eine LED und eine Induktivität ( $L_2$ ), die zwischen einem gemeinsamen Schaltungsknoten des ersten Halbleiterschalters und der Freilaufeinrichtung und entweder dem ersten Versorgungsanschluss oder dem zweiten Versorgungsanschluss in Reihe gekoppelt sind;  
 eine mit der LED gekoppelte Strommessschaltung (3), wobei die Strommessschaltung (3) dazu ausgebildet ist, ein Laststromsignal ( $S_{IL}$ ) bereitzustellen, das einen Laststrom ( $I_{LED}$ ) repräsentiert, der durch die LED fließt;  
 eine erste Rückkopplungsschaltung ( $CL_1$ ), die einen An-Aus-Controller (2) aufweist, der dazu ausgebildet ist, das Laststromsignal ( $S_{IL}$ ) und ein Bezugssignal ( $S_{REF}$ ) zu empfangen, das Laststromsignal ( $S_{IL}$ ) mit dem Bezugssignal ( $S_{REF}$ ) zu vergleichen und das Ansteuerungssignal ( $S_{OUT}$ ) in Abhängigkeit von dem Vergleich zu erzeugen; und  
 eine zweite Rückkopplungsschaltung ( $CL_2$ ), die dazu konfiguriert ist, das Laststromsignal ( $S_{IL}$ ) zu empfangen, ein Durchschnittlaststromsignal zu bestimmen und das Bezugssignal ( $S_{REF}$ ), welches der ers-

ten Rückkopplungsschaltung ( $CL_1$ ) zugeführt wird, in Abhängigkeit vom Durchschnittlaststromsignal und einem Bezugswert ( $V_{STAB}$ ) zu erzeugen; wobei die zweite Rückkopplungsschaltung ( $CL_2$ ) Folgendes umfasst:

einen Filter (4), der dazu ausgebildet ist, das Laststromsignal ( $S_{IL}$ ) zu empfangen und ein gefiltertes Signal, das den Durchschnittlaststrom ( $V_{AVG}$ ) repräsentiert, bereitzustellen;

einen Regler (5), der dazu ausgebildet ist, das gefilterte Signal und den Bezugswert ( $V_{STAB}$ ) als Sollwert zu empfangen, wobei der Regler (5) dazu ausgebildet ist, gemäß einem vordefinierten Regelgesetz in Abhängigkeit von einem Unterschied zwischen dem Bezugswert ( $V_{STAB}$ ) und dem gefilterten Signal ein Steuersignal zu bestimmen und das Bezugssignal ( $S_{REF}$ ) gemäß dem Steuersignal zu erzeugen; und

wobei die Schaltung eine Pegeleinstellschaltung (7) weiter umfasst, die dazu konfiguriert ist, das Steuersignal zu empfangen, das Steuersignal in Abhängigkeit von einem Eingangssignal einer Pegeleinstellung zuzuführen und dieser als Bezugssignal ( $S_{REF}$ ) bereitzustellen,

wobei die Pegeleinstellschaltung (7) einen Spannungsteiler mit einem einstellbaren Teilungsverhältnis umfasst, wobei der Spannungsteiler dazu ausgebildet ist, die Eingangsspannung zu empfangen und der ersten Rückkopplungsschaltung ( $CL_1$ ) einen Teil der Eingangsspannung als Bezugssignal ( $S_{REF}$ ) bereitzustellen, wobei das einstellbare Teilungsverhältnis auf das von dem Regler (5) bereitgestellte Steuersignal reagiert.

2. Schaltung nach Anspruch 1, wobei die Pegeleinstellschaltung (7) einen Verstärker umfasst.

3. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 oder 2, wobei das Eingangssignal entweder konstant ist oder zwischen einem Null- und einem Spitzenpegel moduliert ist.

4. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, ferner umfassend einen Modulator (9), der mit einem Dimmpegel ( $S_{DIM}$ ) versorgt wird und dazu ausgebildet ist, als Eingangssignal zur Pegeleinstellschaltung (7) ein moduliertes Signal mit entweder einem Nullpegel oder einem definierten Spitzenpegel gemäß einem Tastverhältnis bereitzustellen.

5. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, wobei die zweite Rückkopplungsschaltung ( $CL_2$ ) ferner eine Initialisierungsschaltung (8) umfasst, die dazu ausgebildet ist, den Ausgang des Filters als Reaktion auf mindestens eines der folgenden Ereignisse auf einen Anfangswert auf oder nahe dem Bezugswert ( $V_{STAB}$ ) zu initialisieren: eine Anschaltung der Schaltung oder eine Aktivierung des ersten Halbleiterschalters (6), nachdem er für eine definierte Mindestzeit deaktiviert war.

6. Schaltung nach Anspruch 5, wobei die Initialisierungsschaltung (8) eine Zeitgeber-schaltung (81) und einen weiteren mit dem Filter gekoppelten Schalter ( $T_2$ ) umfasst; und wobei der Schalter ( $T_2$ ), während er durch die Zeitgeber-einheit (81) für eine definierte Zeitperiode aktiviert ist, einen Ausgang des Filters (4) an eine Initialisierungsspannung mit einem Spannungspegel auf oder nahe dem Bezugswert ( $V_{STAB}$ ) anschließt, wodurch das gefilterte Signal auf den Spannungspegel initialisiert wird.

7. LED-Treiber zum Ansteuern einer LED, die mit einer Induktivität ( $L_2$ ) zwischen einem Treiberausgangsanschluss und einem ersten oder zweiten Versorgungsanschluss in Reihe gekoppelt ist, wobei der erste Versorgungsanschluss eine Versorgungsspannung ( $V_{BATT}$ ) trägt und der zweite Versorgungsanschluss (GND) ein Bezugspotential trägt, wobei der LED-Treiber Folgendes umfasst:

einen ersten Halbleiterschalter (6) und eine zwischen dem ersten Versorgungsanschluss und dem zweiten Versorgungsanschluss (GND) gekoppelte Freilaufeinrichtung (D3), wobei der erste Halbleiterschalter (6) auf ein Ansteuerungssignal reagiert und ein gemeinsamer Schaltungsknoten zwischen dem ersten Halbleiterschalter (6) und der Freilaufeinrichtung (D3) mit dem Ausgangsanschluss verbunden ist;

eine an die LED zu koppelnde Strommessschaltung (3), um ein Laststromsignal ( $S_{IL}$ ) bereitzustellen, das einen durch die LED fließenden Laststrom ( $I_{LED}$ ) repräsentiert;

eine erste Rückkopplungsschaltung ( $CL_1$ ), enthaltend einen An-Aus-Controller, der dazu ausgebildet ist, das Laststromsignal ( $S_{IL}$ ) und ein Bezugssignal ( $S_{REF}$ ) zu empfangen, wobei der An-Aus-Controller dazu ausgebildet ist, das Laststromsignal ( $S_{IL}$ ) mit dem Bezugssignal ( $S_{REF}$ ) zu vergleichen und das Ansteuerungssignal ( $S_{OUT}$ ) in Abhängigkeit von dem Vergleich zu erzeugen;

eine zweite Rückkopplungsschaltung ( $CL_2$ ), die einen Filter (4), einen Regler (5) und eine Pegeleinstellschaltung (7) umfasst,

wobei das Filter (4) dazu ausgebildet ist, das Laststromsignal ( $S_{IL}$ ) zu empfangen und ein gefiltertes Signal, das den Durchschnittlaststrom repräsentiert, bereitzustellen,

wobei der Regler (5) dazu ausgebildet ist, das gefilterte Signal und einen Bezugswert ( $V_{STAB}$ ) als einen Sollwert zu empfangen, wobei der Regler dazu ausgebildet ist, in Abhängigkeit von dem Unterschied zwischen dem Bezugswert ( $V_{STAB}$ ) und dem gefilterten Signal gemäß einem vordefinierten Regelungsgesetz ein Steuersignal zu bestimmen und gemäß dem Steuersignal das Bezugssignal zu erzeugen, und

wobei die Pegeleinstellschaltung (7) dazu ausgebildet ist, das Steuersignal zu empfangen, das Steuersignal in Abhängigkeit von einem Eingangssignal ei-

ner Pegeleinstellung zuzuführen und das Bezugssignal ( $S_{REF}$ ) bereitzustellen,

wobei die Pegeleinstellschaltung (7) einen Spannungsteiler mit einem einstellbaren Teilungsverhältnis umfasst, wobei der Spannungsteiler dazu ausgebildet ist, die Eingangsspannung zu empfangen und der ersten Rückkopplungsschaltung ( $CL_1$ ) einen Teil der Eingangsspannung als Bezugssignal ( $S_{REF}$ ) bereitzustellen, wobei das einstellbare Teilungsverhältnis auf das von dem Regler (5) bereitgestellte Steuersignal reagiert.

8. Verfahren zum Ansteuern einer LED, die mit einer Induktivität ( $L_2$ ) zwischen einem Ausgangsanschluss und einem ersten oder zweiten Versorgungsanschluss in Reihe gekoppelt ist, wobei der erste Versorgungsanschluss eine Versorgungsspannung ( $V_{BATT}$ ) trägt und der zweite Versorgungsanschluss (GND) ein Bezugspotential trägt, wobei das Verfahren Folgendes umfasst:

Messen eines durch die LED fließenden Laststroms ( $I_{LED}$ ), somit Erzeugen eines Laststromsignals ( $S_{IL}$ ), das den Laststrom ( $I_{LED}$ ) repräsentiert;

abwechselndes Anlegen entweder der Versorgungsspannung ( $V_{BATT}$ ) oder des Bezugspotentials an den Ausgangsanschluss gemäß einem Ansteuerungssignal ( $S_{OUT}$ );

Vergleichen des Laststromsignals ( $S_{IL}$ ) mit einem Bezugssignal ( $S_{REF}$ ) und Erzeugen des Ansteuerungssignals ( $S_{OUT}$ ) in Abhängigkeit von dem Vergleich;

Bestimmen eines Durchschnittlaststromsignals aus dem Laststromsignal ( $S_{IL}$ );

Erzeugen des Bezugssignals ( $S_{REF}$ ) in Abhängigkeit von dem Durchschnittlaststromsignal und einem Bezugswert,

wobei das Bestimmen des Durchschnittlaststromsignals Folgendes umfasst:

Filtern des Laststromsignals ( $S_{IL}$ ) und

Bereitstellen eines gefilterten Signals als Durchschnittlaststromsignal,

wobei das Erzeugen des Bezugssignals ( $S_{REF}$ ) Folgendes umfasst:

Bestimmen eines Unterschieds zwischen dem gefilterten Signal und dem Bezugswert ( $V_{STAB}$ );

Erzeugen eines Steuersignals in Abhängigkeit des Unterschieds gemäß einem vordefinierten Regelungsgesetz, und

Einstellen des Pegels des Ansteuerungssignals durch eine Pegeleinstellschaltung (7), um das Bezugssignal ( $S_{REF}$ ) bereitzustellen, wobei die Pegeleinstellschaltung (7) einen Spannungsteiler mit einem einstellbaren Teilungsverhältnis umfasst, wobei das einstellbare Teilungsverhältnis auf das Steuersignal reagiert.

9. Verfahren nach Anspruch 8, wobei das Bestimmen des Durchschnittlaststromsignals ferner umfasst:

Initialisieren des gefilterten Signals als Reaktion auf mindestens eines der folgenden Ereignisse auf einen Signalwert auf oder nahe dem Bezugswert:

Detektion eines Anschaltsignals oder Detektion, dass die Versorgungsspannung an den Ausgangsanschluss angelegt wird, nachdem das Bezugspotential für mehr als eine definierte Mindestzeit an den Ausgangsanschluss angelegt war.

10. Verfahren nach einem der Ansprüche 8 oder 9, wobei das Erzeugen des Bezugssignals ( $S_{REF}$ ) Folgendes umfasst:

Ausblenden des Bezugssignals ( $S_{REF}$ ) gemäß einem An-/Aus-modulierten Signal mit einem Tastverhältnis.

Es folgen 11 Seiten Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

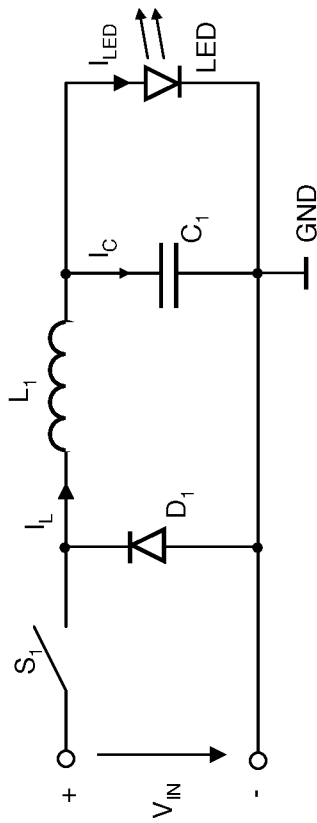
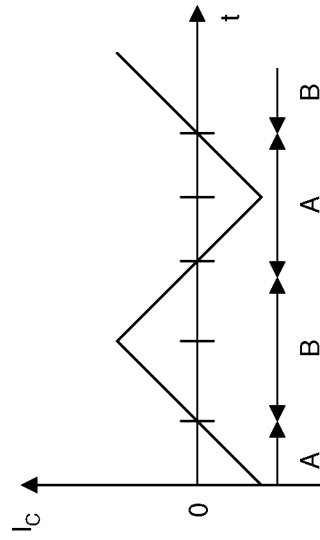
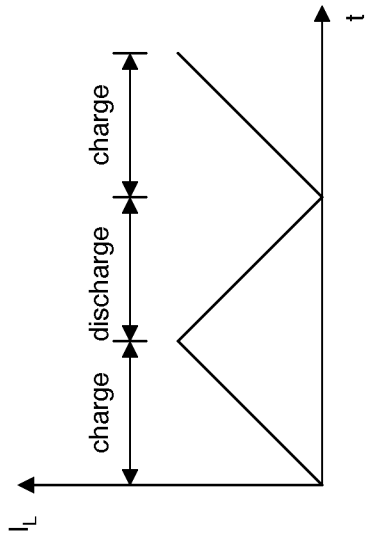


Fig. 1

Fig. 2

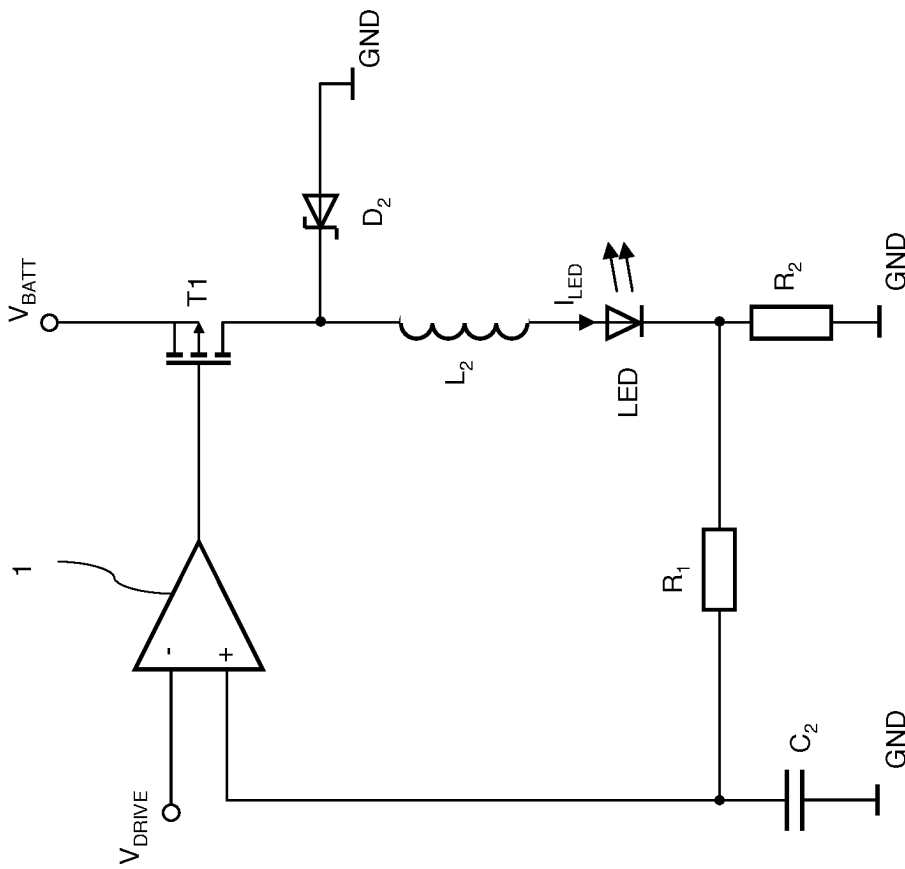


Fig. 3

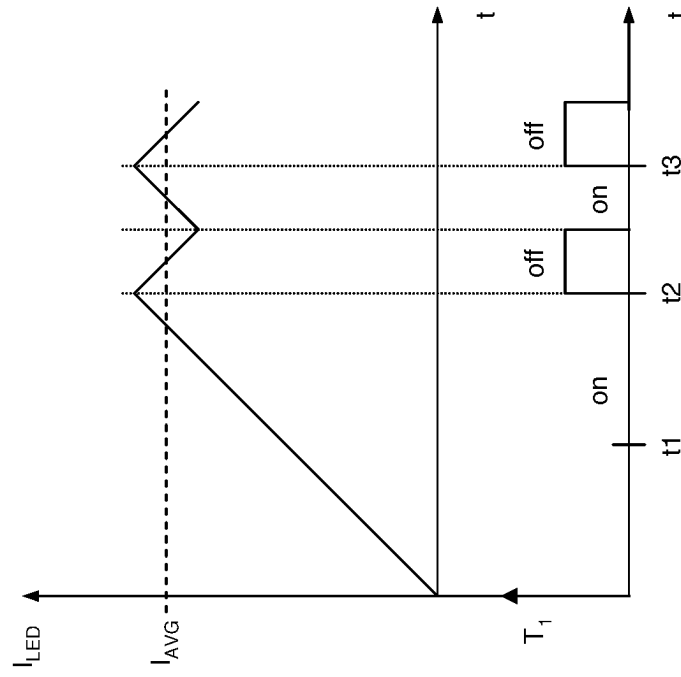


Fig. 4

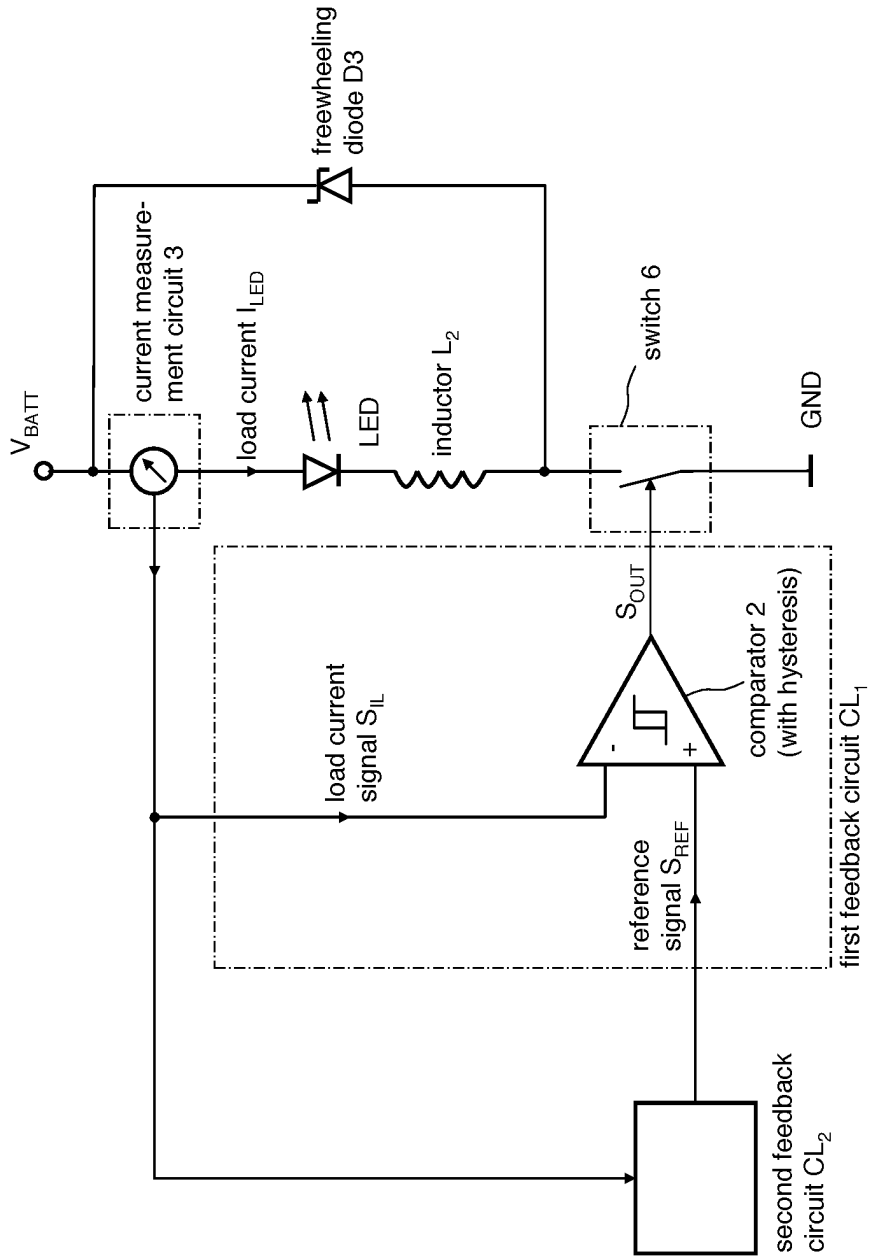


Fig. 5a

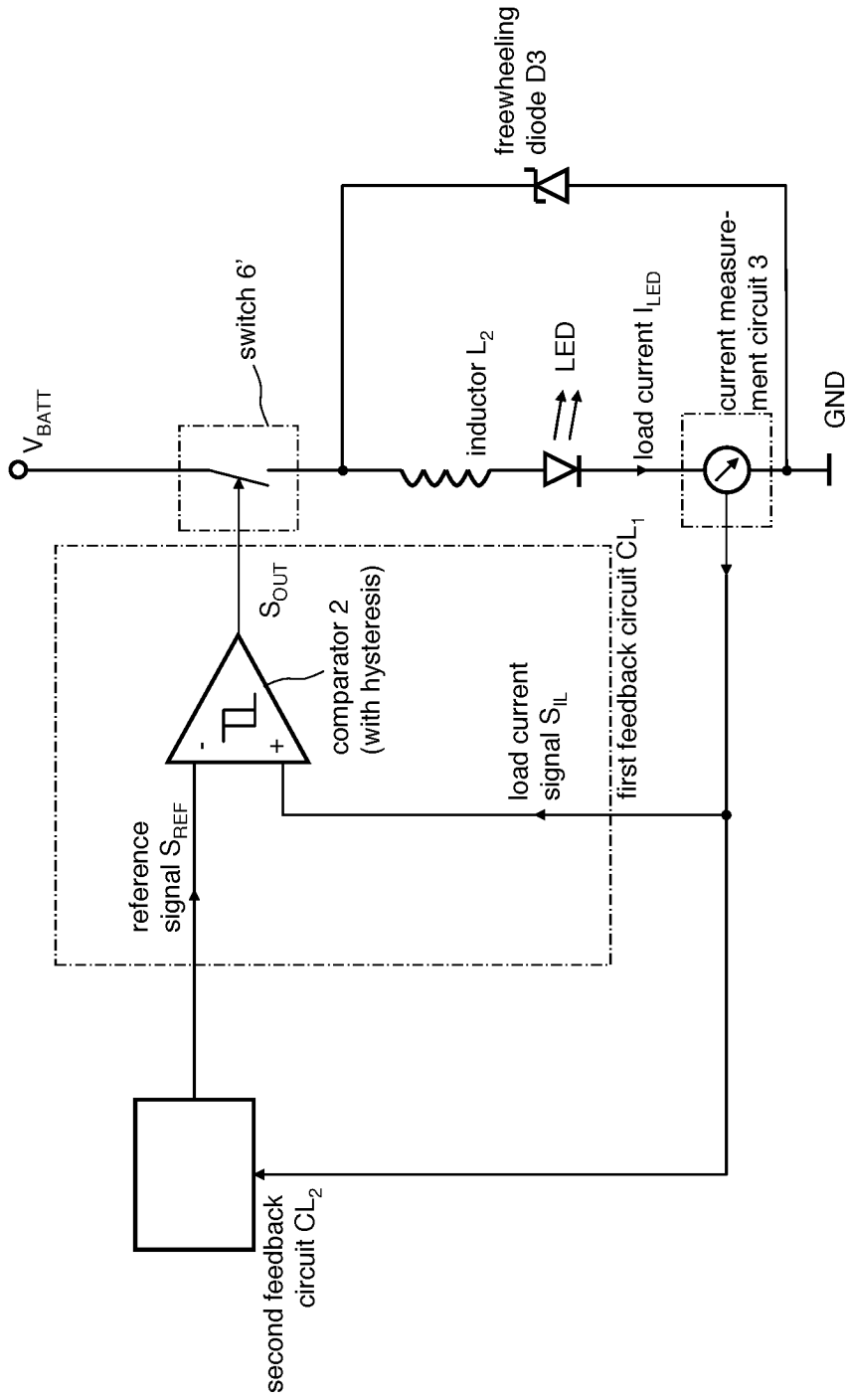


Fig. 5b

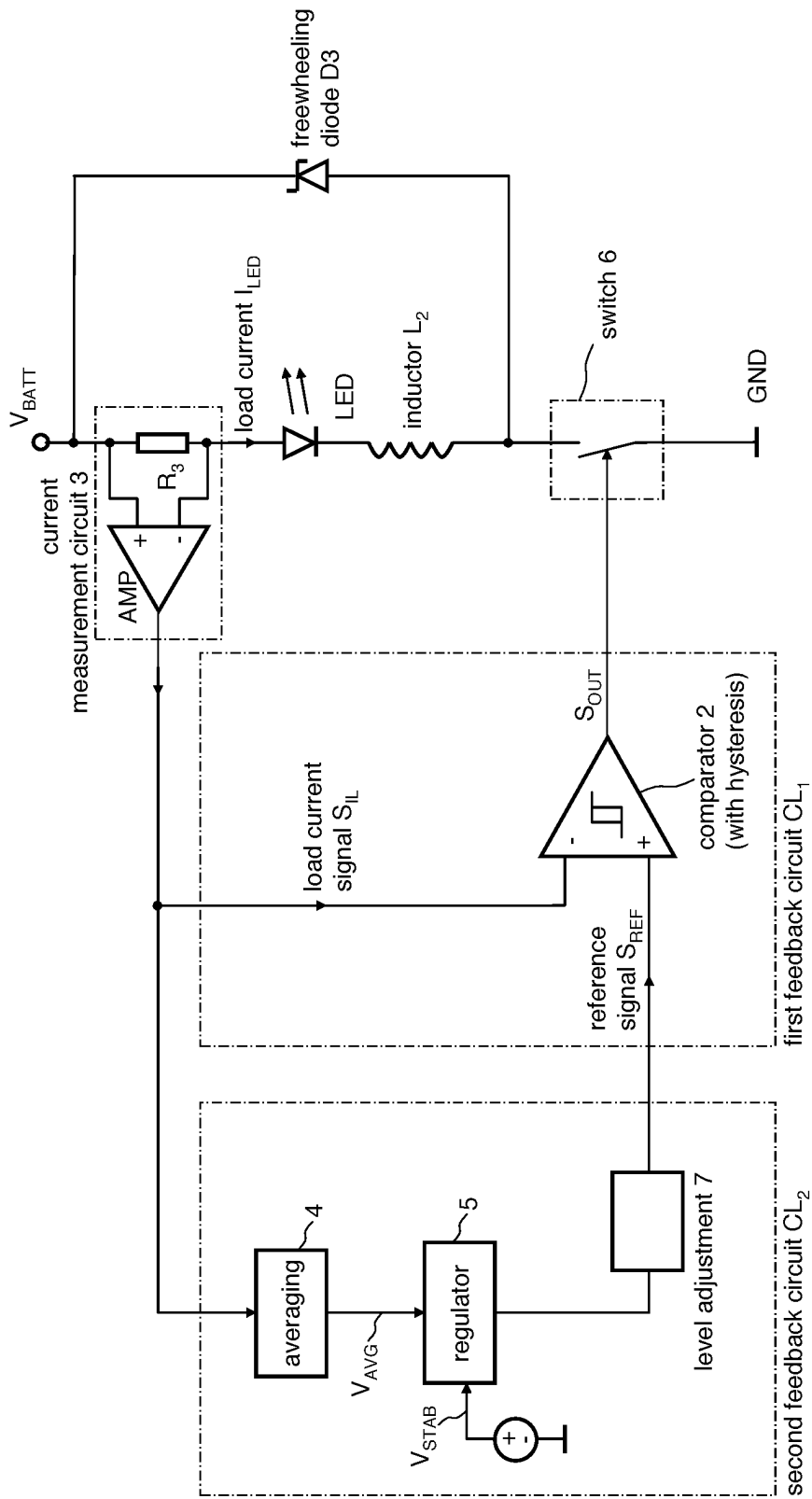


Fig. 5c

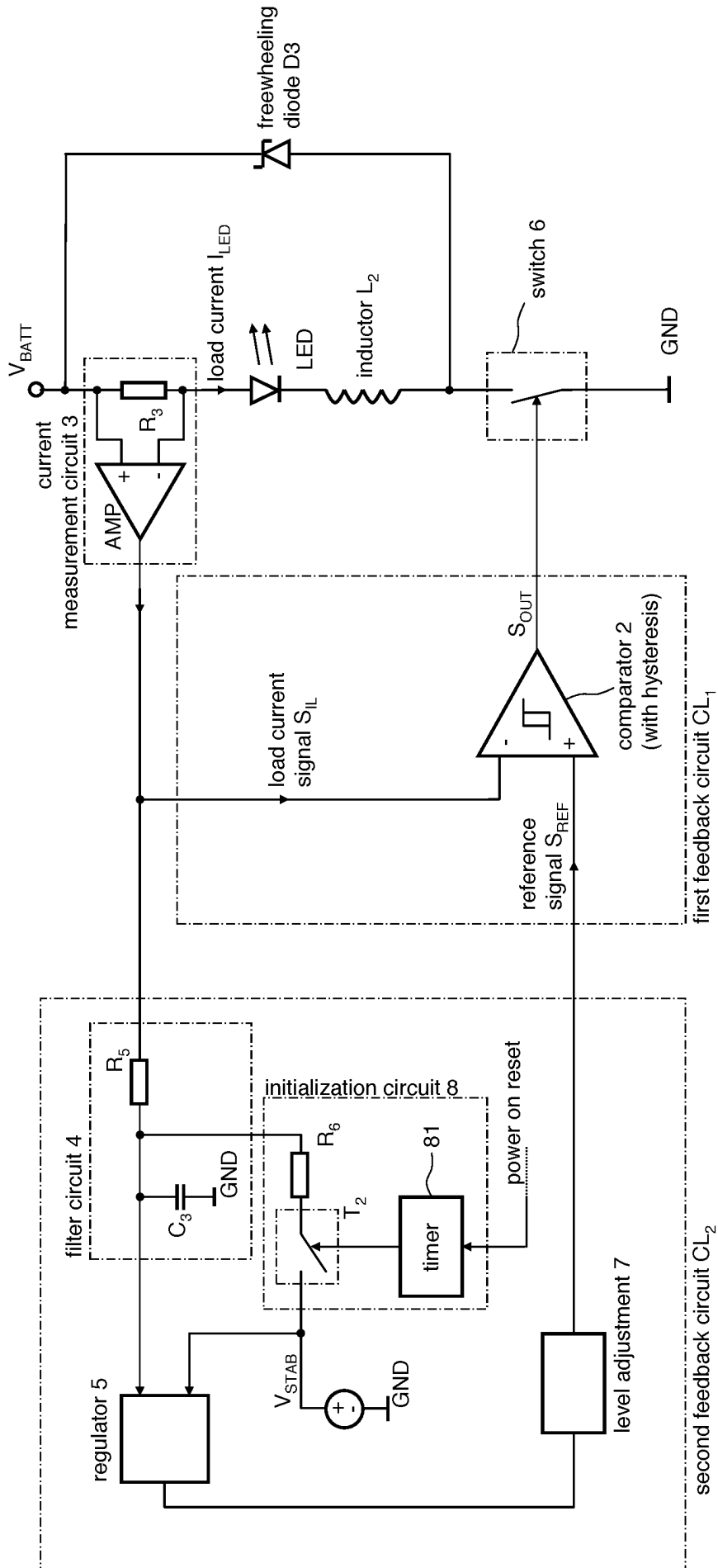


Fig. 6

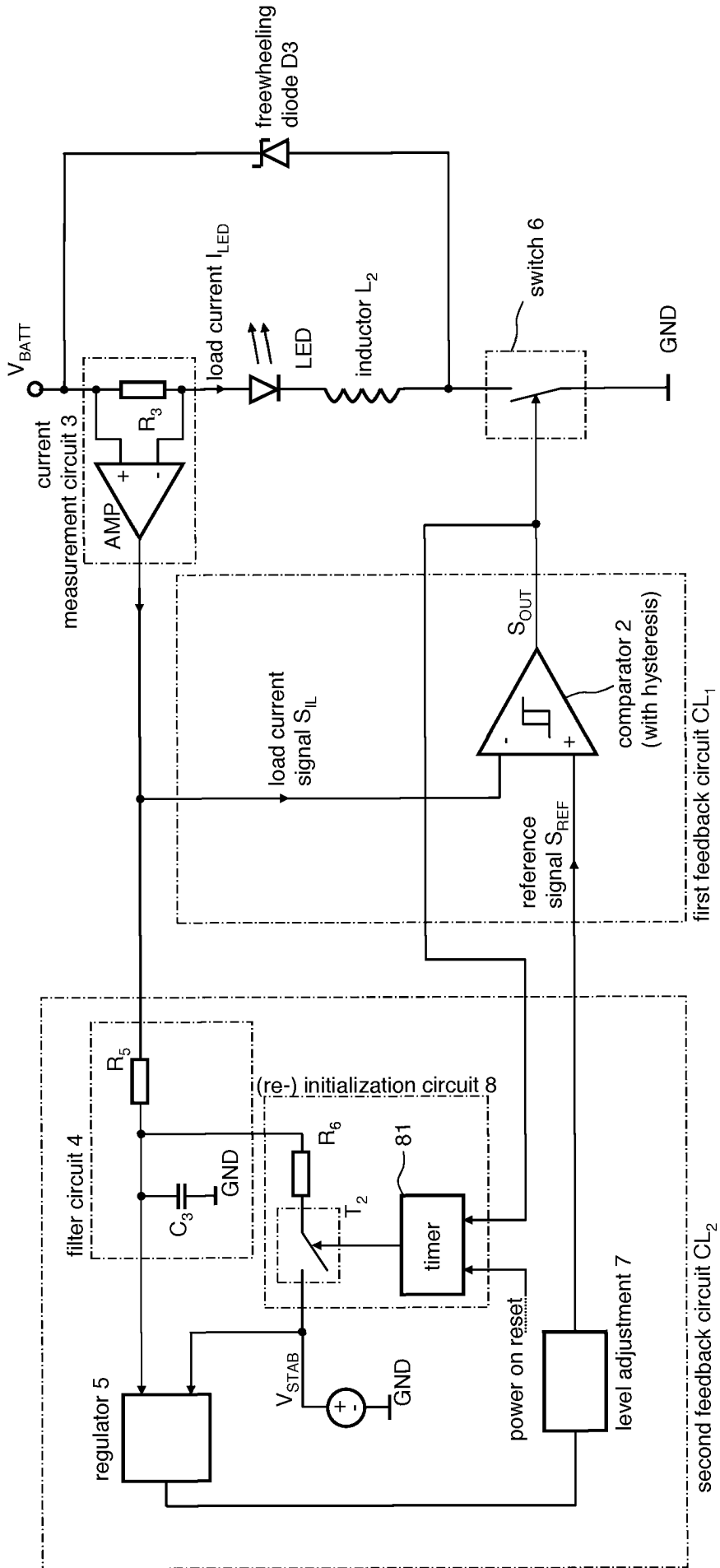


Fig. 7

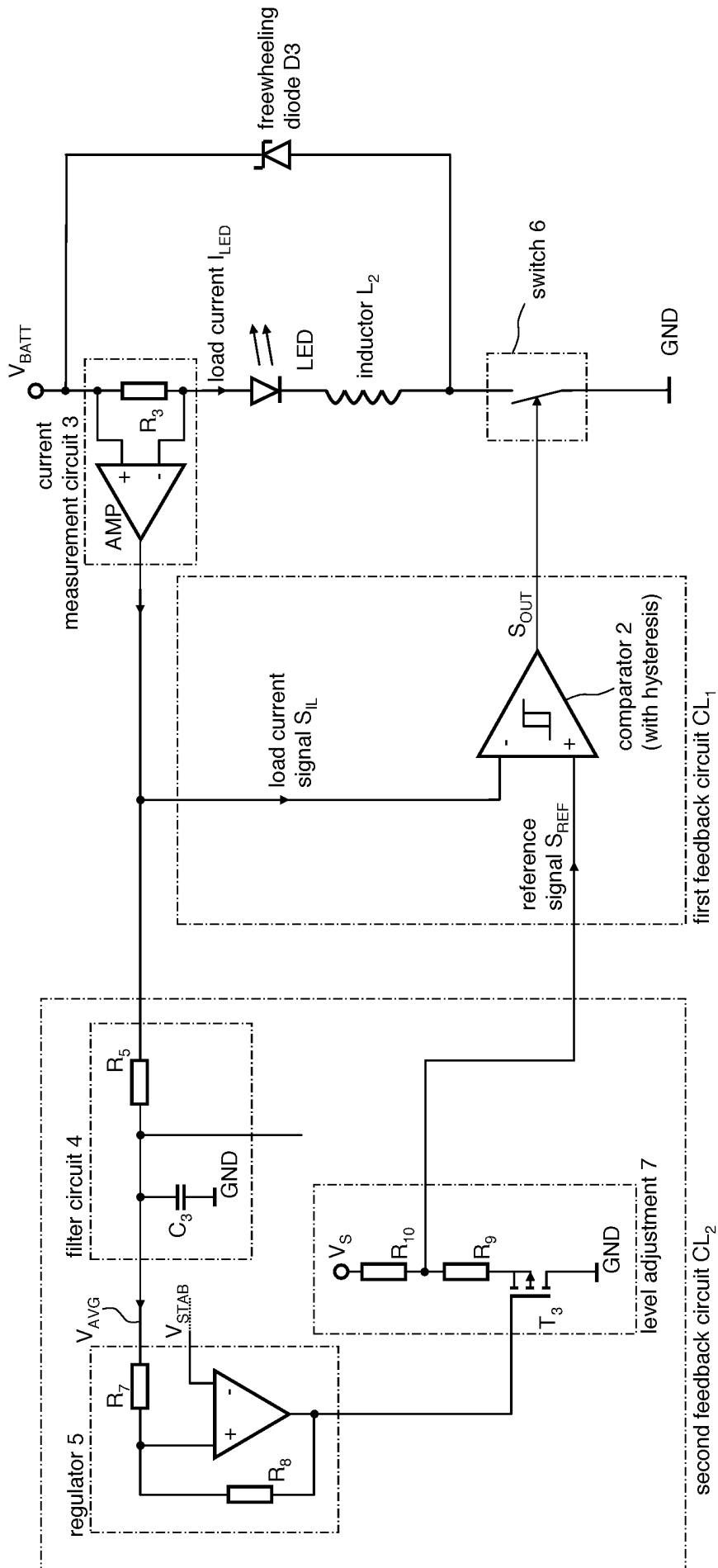


Fig. 8

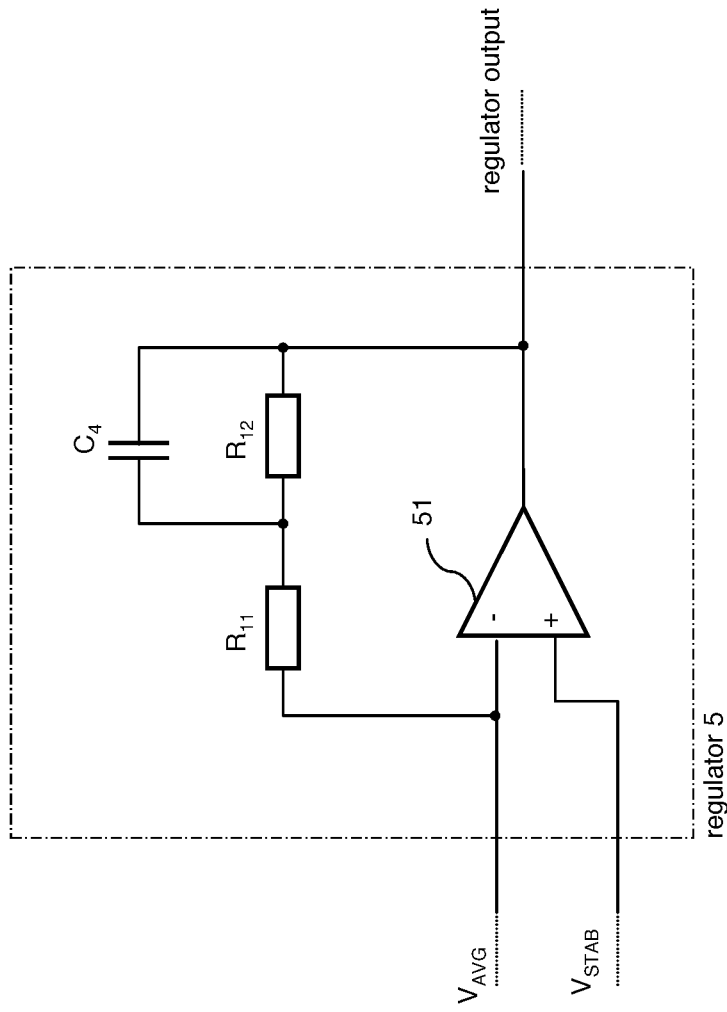


Fig. 9

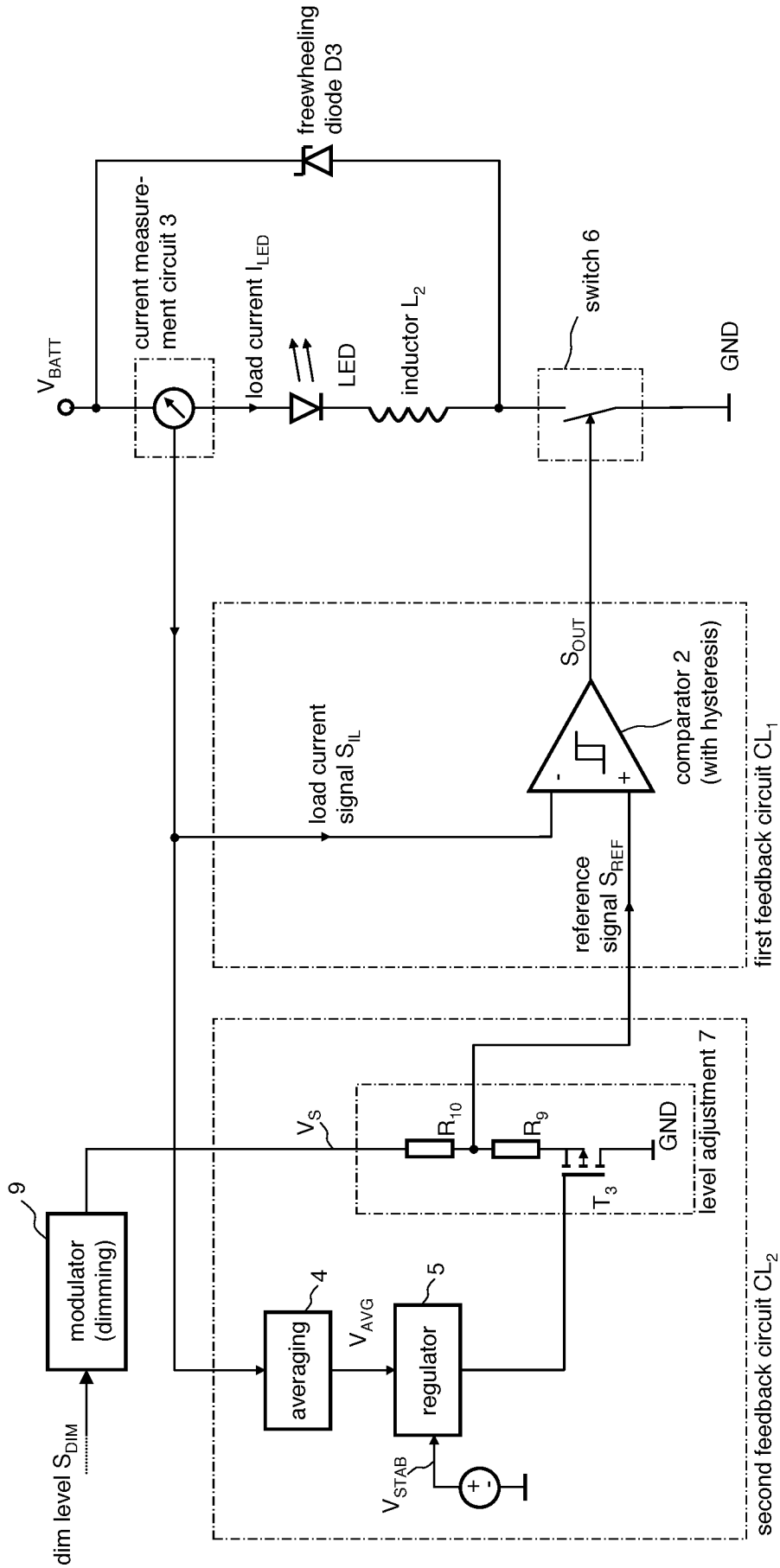


Fig. 10

