



(12) **Offenlegungsschrift**

(21) Aktenzeichen: **10 2010 041 618.5**

(22) Anmeldetag: **29.09.2010**

(43) Offenlegungstag: **22.12.2011**

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

(71) Anmelder:

**Osram Gesellschaft mit beschränkter Haftung,
81543, München, DE**

(72) Erfinder:

Sießegger, Bernhard, 81479, München, DE

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
gezogene Druckschriften:

DE 36 21 573 A1
DE 10 2006 040 026 A1
US 7 408 308 B2
US 2009 / 0 195 169 A1
US 2010 / 0 052 568 A1

US 2010 / 0 060 175 A1
US 2010 / 0 079 085 A1
US 2010 / 0 194 199 A1
EP 1 788 850 B1
EP 0 275 499 A1
EP 1 286 572 A2
WO 2005/ 038 828 A2

**BADDELA, S.M.; ZINGER, D.S.: Parallel
Connected LEDs Operated at High Frequency
to Improve Current Sharing. In: Conference
Record of the 2004 IEEE Industry Applications
Conference, 39th IAS Annual Meeting, 2004, 3-7
Oct., pp. 1677-1681 vol.3.**

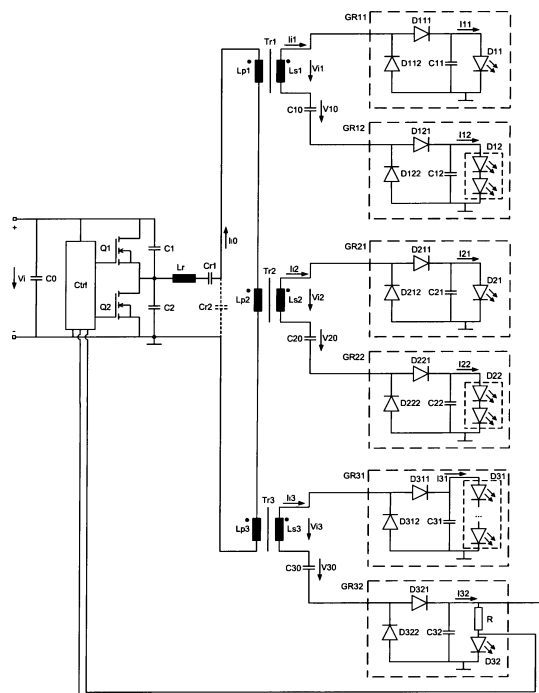
Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

(54) Bezeichnung: **Schaltungsanordnung zum Betreiben mindestens zweier Halbleiterlichtquellen**

(57) Zusammenfassung: Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zum Betreiben mindestens zweier Halbleiterlichtquellen, aufweisend:

- einen elektrischen Energiewandler, der
- eine pulsierende Gleichspannung oder eine Wechselspannung ausgibt,
- mindestens zwei in eine Stromrichtung sperrende Gleichrichter mit je einem Eingangsanschluss, einem Ausgangsanschluss und einem Bezugspotential,
- mindestens zwei Betriebsstränge, die mit den Eingängen der Gleichrichter verbunden sind, wobei die Betriebsstränge mit dem elektrischen Energiewandler gekoppelt sind, und wobei
- die Halbleiterlichtquellen jeweils zwischen die Ausgangsanschlüsse der Gleichrichter und das Bezugspotential geschaltet sind, und wobei
- in einen der Betriebsstränge ein Serienkondensator zwischen den elektrischen Energiewandler und die Eingangsanschlüsse der Gleichrichter geschaltet ist. Die Halbleiterlichtquellen der mindestens zwei Betriebsstränge werden ohne eigene Regelung immer mit gleichem Strom betrieben.



Beschreibung

Technisches Gebiet

[0001] Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zum Betreiben mindestens zweier Halbleiterlichtquellen.

Hintergrund

[0002] Die Erfindung geht aus von einer Schaltungsanordnung zum Betreiben mindestens zweier Halbleiterlichtquellen nach der Gattung des Hauptanspruchs.

[0003] Die Stromsymmetrierung über stromkompensierte Drosseln ist im Stand der Technik bekannt, siehe z. B. die EP 1788 850 B1 der Anmelderin. Dort ist eine Schaltungsanordnung offenbart, in der mehrere stromkompensierte Drosseln kaskadenförmig ineinandergeschaltet sind. Für n Betriebsstränge werden $n - 1$ stromkompensierte Drosseln benötigt.

[0004] Aus der US 7408308 B2 ist ebenfalls eine Schaltungsanordnung bekannt, die mittels kaskadenförmig verschalteter stromkompensierter Drosseln eine Stromsymmetrierung der an die stromkompensierten Drosseln angeschlossenen Betriebsstränge erreicht.

[0005] Aus der EP 1 286 572 A2 ist ebenfalls eine Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der Ströme in Leuchtstofflampen bekannt, die dafür eine stromkompensierte Drossel einsetzt.

[0006] Diese bekannten Schaltungen haben jedoch den Nachteil, dass die Stromsymmetrierenden Maßnahmen in eine bestehende Schaltung integriert wird, so dass zusätzliche Bauteilekosten anfallen. Dies macht das Produkt durch die zusätzlichen Bauteile größer und verursacht hohe Kosten.

[0007] Aus der Baddela, S. M.; Zinger, D. S. „Parallel connected LEDs operated at high to improve current sharing“, Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting, 2004, 3–7 Oct. 2004, pp. 1677–1681, Vol. 3 ist eine Symmetrierung von LED-Strömen mittels Kondensatoren in Reihe zu Gleichrichtern bekannt. Allerdings wird hier der kapazitive Blindwiderstand der Kondensatoren genutzt, der ja frequenzabhängig ist. Dies ist insofern nachteilig, da in verschiedenen Anwendungen aufgrund bestimmter Rahmenbedingungen die Betriebsfrequenz der Halbleiterlichtquellen nicht festgelegt sein kann.

Aufgabe

[0008] Es ist Aufgabe der Erfindung, eine Schaltungsanordnung zum Betreiben mindestens zweier Halbleiterlichtquellen anzugeben, die obige Nachteile nicht mehr aufweist.

Zusammenfassung

[0009] Die Lösung der Aufgabe erfolgt erfindungsgemäß mit einer Schaltungsanordnung zum Betreiben mindestens zweier Halbleiterlichtquellen, aufweisend:

- einen elektrischen Energiewandler, der
- eine pulsierende Gleichspannung oder eine Wechselspannung ausgibt,
- mindestens zwei in eine Stromrichtung sperrende oder kurzschließende Gleichrichter mit je einem Eingangsanschluss, einem Ausgangsanschluss und einem Bezugspotential,
- mindestens zwei Betriebsstränge, die mit den Eingängen der Gleichrichter verbunden sind, wobei die Betriebsstränge mit dem elektrischen Energiewandler gekoppelt sind, und wobei
- die Halbleiterlichtquellen jeweils zwischen die Ausgangsanschlüsse der Gleichrichter und das Bezugspotential geschaltet sind, und wobei
- in einen der Betriebsstränge ein Serienkondensator zwischen den elektrischen Energiewandler und die Eingangsanschlüsse der Gleichrichter geschaltet ist.

[0010] In der erfindungsgemäßen Anordnung wird der Serienkondensator so groß gewählt, dass sein Blindwiderstand bei der Betriebsfrequenz nicht nennenswert ist und dieser nur dazu dient einen Gleichstrom zu unterdrücken.

[0011] Es wird ein quasi-paralleler Betrieb von mehreren Leuchtdioden und/oder mehreren Leuchtdiodensträngen mittels eines elektrischen Energiewandlers vorgeschlagen, der pro Leuchtdiodenstrang einen in eine Stromrichtung sperrenden oder kurzschließenden Gleichrichter aufweist, wobei die Stromstärken des durch die Leuchtdioden fließenden Stroms näherungsweise identisch sind. Es muss lediglich auf den Strom in einer Leuchtdiode bzw. in einem Strang von Leuchtdioden geregelt werden. Hierzu wird ein Wandler verwendet, der eine pulsierende Gleichspannung oder eine Wechselspannung ausgibt.

[0012] Durch die erfindungsgemäße Ausführung der Leuchtdiodenstromversorgung können mehrere an einem Wandler betriebene Leuchtdioden auf ein Bezugspotenzial gelegt werden, was eine bessere Kühlung ermöglicht, da beispielsweise alle Leuchtdioden direkt auf Kupfer gelötet werden können, und da zugleich mehrere oder alle Leuchtdiodenstränge mit ein- und demselbem Wandler betrieben werden können. Bei der Verwendung von Leuchtdiodensträngen kann die Anzahl der Leuchtdioden so gewählt werden, dass die verwendete Isolationsfestigkeit optimal ausgenutzt wird. Es können erfindungsgemäß auch Stränge mit unterschiedlicher Anzahl an Leuchtdioden parallel geschaltet werden. Dabei ist nur ein Gleichspannungswandler zum Betrieb aller Leuchtdioden erforderlich. Ein weiterer Vorteil ist der deutlich geringere schaltungstechnische Aufwand im Vergleich zum Stand der Technik, bei dem bisher ein eigener Wandler für jede Leuchtdiode bzw. jeden Leuchtdiodenstrang notwendig war.

[0013] Das Konzept ist auf beliebige Gleichspannungswandlertopologien übertragbar (hoch- und/oder tiefstehende Wandlertopologien). Das Dimmen einzelner Leuchtdioden ist mittels jeweils eines parallel zur Leuchtdiode geschalteten Transistors, der mit pulsweitenmoduliertem Signal angesteuert wird, möglich. Alle Ausgänge des Wandlers sind durch die Stromregelung und Stromsymmetrierung kurzschlussfest. Die Schaltung ist tolerant gegenüber Toleranzen in den Flussspannungen der Leuchtdioden. Dabei ist das Schaltungsprinzip für beliebige Eingangsspannungen anwendbar, und kann z. B. von 6 Vdc (Taschenlampe), 12 Vdc (KFZ), 24 Vdc (LKW) bis zu 277 Vac angewendet werden. Die Schaltung ist entsprechend anzupassen, und der gegebenenfalls enthaltene Transformator kann eine, mehrere oder alle der nachfolgend aufgezählten Aufgaben übernehmen:

- Spannungsanpassung
- Isolierung, um die evtl. relevanten Sicherheitsanforderungen einzuhalten und/oder um die Rückführung des einen Leuchtdiodenstrommeßsignals auf die Primärseite des elektrischen Energiewandlers zu erleichtern
- Ausnutzung seiner Streuinduktivität als Resonanzelement
- Ausnutzung seiner Haupt- bzw. Magnetisierungsinduktivität als elektrischen Energiespeicher

[0014] Der elektrische Energiewandler weist in dieser Ausführungsform bevorzugt mindestens einen Transformator am Ausgang auf. Diese Maßnahme trägt weiter zur Angleichung der Betriebsströme in den mindestens zwei Betriebszweigen bei. Durch den Transformator kann die Spannung der Betriebsstränge besser an die Eingangsspannung angepasst werden, und auch eine galvanische Trennung realisiert werden, indem jeder der im elektrischen Energiewandler enthaltenen Transformatoren mindestens eine jeweils zur Primärseite des Energiewandlers hin isolierte Sekundärwicklung aufweist, wobei an jedes Wicklungsende der Eingangsanschluss eines Gleichrichters angeschlossen sein kann. Dadurch kann die Spannung der Betriebsstränge besser an die Eingangsspannung angepasst werden, und auch eine galvanische Trennung kann realisiert werden.

[0015] Die beiden mit einer Sekundärwicklung verbundenen Gleichrichter und je mindestens eine daran angeschlossene Halbleiterlichtquelle weisen bevorzugt ein gemeinsames Bezugspotential auf. Dadurch können die Halbleiterlichtquellen erheblich besser gekühlt werden, da die Anschlüsse mit Bezugspotenzial elektrisch nicht voneinander isoliert werden müssen. Die Gleichrichter können dabei in eine Stromrichtung kurzschließende Gleichrichter sein. Deren Eingangsanschlüsse können dabei an je ein Ende der Serienschaltung aus Sekundärwicklung und Serienkondensator geschaltet sein. Mindestens einer der darin enthaltenen Gleichrichter weist bevorzugt einen parallel zu seinem Ausgang geschalteten Filterkondensator und wiederum dazu parallel eine Serienschaltung aus zwei gleich orientierten Dioden auf, wodurch sich eine sogenannte asymmetrische Spannungsverdopplung ergibt. Der Mittelpunkt dieser zwei Dioden mit einer Kathode und einer Anode bildet den Eingangsanschluß des betreffenden Gleichrichters, die Anode der ersten Diode ist mit dem dazugehörigen Bezugspotenzial verbunden, und die Kathode der zweiten Diode ist mit dem Ausgangsanschluß des betreffenden Gleichrichters verbunden. Durch diese Maßnahme ist eine optimale Funktion bei minimalem Kostenaufwand gegeben. Durch diese Maßnahme wird der Stromripple, der durch die Halbleiterlichtquellen fließt, effizient reduziert. Idealerweise weisen beide an besagter Sekundärwicklung angeschlossenen Gleichrichter jeweils eine Filterspule und eine einzige Diode auf, die zwischen den Eingangsanschluß und das Bezugspotenzial des betreffenden Gleichrichters geschaltet ist, und schließen zugleich ihren Eingangsstrom in der gleichen Richtung kurz.

[0016] Die Gleichrichter sind bevorzugt in eine Stromrichtung kurzschließende Gleichrichter. Die in eine Stromrichtung kurzschließenden Gleichrichter, die nach obigem Prinzip der asymmetrischen Spannungsverdopplung arbeiten, können ihren Eingangsstrom jeweils in der gleichen Richtung kurzschließen. In einer weiteren Ausführungsform ist die Serienschaltung aus Sekundärwicklung und Serienkondensator zwischen die Eingänge der beiden in eine Stromrichtung kurzschließenden Gleichrichter geschaltet. Dies stellt eine effektive Maßnahme zur Stromsymmetrierung dar.

[0017] Die Halbleiterlichtquellen sind bevorzugt organische oder nichtorganische Leuchtdioden. Diese benötigen für gleiche Helligkeit üblicherweise gleiche Betriebsströme, deswegen ist die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung für diesen Typ Halbleiterlichtquellen optimal geeignet.

[0018] In einer weiteren Ausführungsform weisen beide an ein- und derselben Sekundärwicklung angeschlossenen Gleichrichter einen einzigen Filterkondensator zwischen ihrem Ausgang und dem Bezugspotential sowie eine einzige Diode auf, und sperren die ihren Eingangsstrom jeweils in entgegengesetzter Stromrichtung. Durch diese Maßnahme ist eine gleichmäßige Lichtabgabe und Stromaufnahme über beide Halbwellen gewährleistet. Diese Ausführungsform verzichtet gänzlich auf eine Filterspule und ist somit für viele Anwendungen die noch günstigere Variante.

[0019] In dieser Variante sind die Eingänge beider Gleichrichter bevorzugt über einen Knoten zusammengeschaltet, und die Serienschaltung aus Sekundärwicklung und Serienkondensator ist zwischen den Knoten und das Bezugspotential geschaltet.

[0020] In einer weiteren Ausführungsform schließen beide Gleichrichter ihren Eingangsstrom in entgegengesetzter Richtung kurz.

[0021] Besonders bevorzugt weist der elektrische Energiewandler in einer weiteren Ausführungsform mehrere im Wesentlichen baugleiche Transformatoren mit jeweils einer einzigen Primärwicklung und einer jeweils einzigen Sekundärwicklung auf, deren Primärwicklungen alle in Serie geschaltet sind.

[0022] In einer weiteren Ausführungsform weist der elektrische Energiewandler bevorzugt einen Transformator mit mehreren voneinander isolierten Sekundärwicklungen, die mit Sekundärkreisen gekoppelt sind, auf, wobei benachbarte erste und zweite Sekundärkreise jeweils eine stromkompensierte Drossel enthalten, deren eine Wicklung in Serie zum Eingang des zweiten Gleichrichters des ersten Sekundärkreises und deren andere Wicklung in Serie zum Eingang des ersten Gleichrichters des zweiten Sekundärkreises geschaltet ist.

[0023] Parallel zu den Halbleiterlichtquellen kann ein Schalter geschaltet sein, der mit einer Pulsweitenmodulation zum Dimmen der Halbleiterlichtquellen angesteuert wird. Damit können in unterschiedlichen Strängen unterschiedliche Helligkeiten realisiert werden.

[0024] Normalerweise wird eine Gleichspannung als Eingangsspannung in den elektrischen Energiewandler eingegeben. Bei bestimmten Anwendungen ist es aber auch ohne weiteres möglich, dass eine Wechselspannung als Eingangsspannung in den elektrischen Energiewandler eingegeben wird.

[0025] Weitere vorteilhafte Weiterbildungen und Ausgestaltungen der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung zum Betreiben mindestens zweier Halbleiterlichtquellen ergeben sich aus weiteren abhängigen Ansprüchen und aus der folgenden Beschreibung.

Kurze Beschreibung der Zeichnung(en)

[0026] Weitere Vorteile, Merkmale und Einzelheiten der Erfindung ergeben sich anhand der nachfolgenden Beschreibung von Ausführungsbeispielen sowie anhand der Zeichnungen, in welchen gleiche oder funktionsgleiche Elemente mit identischen Bezugszeichen versehen sind. Dabei zeigen:

[0027] [Fig. 1](#) das Prinzip der Verwendung einer stromkompensierten Drossel L_{cm} zur Symmetrierung der beiden LED-Ströme I_{o1} und I_{o2} ,

[0028] [Fig. 2](#) die Symmetrierung der beiden Ausgangsströme I_{o1} und I_{o2} durch die stromkompensierte Drossel L_{cm} in weiten Grenzen unabhängig von den LED-Flussspannungen V_{o1} und V_{o2} ,

[0029] [Fig. 3](#) die Symmetrierung der beiden Ausgangsströme I_{o1} und I_{o2} trotz stark unterschiedlicher Lasten,

- [0030] [Fig. 4](#) die Automatische Überbrückung von D2 im Open-Circuit-Fehlerfall,
- [0031] [Fig. 5](#) die Symmetrierung der beiden Ausgangsströme I_{o1} und I_{o2} durch die stromkompensierte Drossel L_{cm} in weiten Grenzen unabhängig von den Belastungen durch $R1$ und $R2$,
- [0032] [Fig. 6](#) den Verzicht auf eine Gleichrichtung und einen bei unsymmetrischer Belastung der Stromquelle Diskontinuierlichen Stromfluss durch die Leuchtdioden,
- [0033] [Fig. 7](#) den Verzicht auf eine Gleichrichtung und einen bei symmetrischer Belastung der Stromquelle Diskontinuierlichen Stromfluss durch die Leuchtdioden,
- [0034] [Fig. 8a](#) die Symmetrierung mehrerer Leuchtdioden oder Leuchtdiodenstränge mittels mehrer verschalteter stromkompensierter Drosseln gemäß einer Schaltungsvariante A (Baumstruktur),
- [0035] [Fig. 8b](#) die Symmetrierung mehrerer Leuchtdioden oder Leuchtdiodenstränge mittels mehrer verschalteter stromkompensierter Drosseln gemäß einer Schaltungsvariante B (Ringstruktur),
- [0036] [Fig. 8c](#) eine Ausführungsform der Schaltungsvariante B ohne L_{cm5} ,
- [0037] [Fig. 8d](#) eine Ausführungsform der Schaltungsvariante B ohne L_{cm5} mit unsymmetrischer Verdopplerschaltung als Gleichrichter und ZVS-Halbbrückenschaltung zur Realisierung der Wechselstromquelle,
- [0038] [Fig. 8e](#) eine Ausführungsform der Schaltungsvariante B ohne L_{cm5} mit unsymmetrischer Verdopplerschaltung als Gleichrichter und Class-E-Wandler zur Realisierung der Wechselstromquelle, der zudem die Streuinduktivitäten der stromkompensierten Drosseln als Resonanzinduktivitäten nutzt,
- [0039] [Fig. 8f](#) die Symmetrierung mehrerer Leuchtdioden oder Leuchtdiodenstränge mittels mehrer verschalteter stromkompensierter Drosseln gemäß einer Schaltungsvariante C (Serienparallelstruktur),
- [0040] [Fig. 8g](#) die Symmetrierung mehrerer Leuchtdioden oder Leuchtdiodenstränge mittels mehrer verschalteter stromkompensierter Drosseln gemäß einer Schaltungsvariante C mit besonders vorteilhafter Strommessschaltung,
- [0041] [Fig. 9](#) eine ungleiche Aufteilung der Leuchtdiodenströme im Verhältnis 3:5 durch entsprechende Verschaltung dreier stromkompensierter Drosseln L_{cm1} ... L_{cm3} mit einem Windungsverhältnis von jeweils 1:1,
- [0042] [Fig. 10a](#) einen Drossel-Abwärtswandler mit Stromsymmetrierung und zwei Ausgängen, die jeweils eine nicht zur eigentlichen Wandlertopologie gehorende Flussdiode aufweisen, und mit induktiver Auskopplung des Leuchtdiodenstrommeßwertes,
- [0043] [Fig. 10b](#) den Drossel-Abwärtswandler mit Stromsymmetrierung und zwei Ausgängen nach [Fig. 10a](#) mit ohmscher Ermittlung des LED-Strommeßwertes und Komparator $Cmp1$ zur Erkennung eines lückenden Stroms in der Wandlerinduktivität $L1$,
- [0044] [Fig. 10c](#) einen Drossel-Abwärtswandler mit Stromsymmetrierung und drei Ausgängen,
- [0045] [Fig. 11](#) die Strom-Symmetrie an dem Drossel-Abwärtswandler mit Stromsymmetrierung und zwei Ausgängen,
- [0046] [Fig. 12](#) eine genauere Darstellung der Strom-Symmetrie,
- [0047] [Fig. 13](#) eine besonders vorteilhafte Ausführungsform des Drossel-Abwärtswandlers mit Stromsymmetrierung und zwei Ausgängen, der die Streuinduktivität der stromkompensierten Drossel als Wandlerinduktivität nutzt,
- [0048] [Fig. 14](#) weitere Messungen des Drossel-Abwärtswandlers mit Stromsymmetrierung und zwei Ausgängen im Vergleich,
- [0049] [Fig. 15](#) die Erhöhung der Ausgangsströme an der besonders vorteilhaften Ausführungsform des Drossel-Abwärtswandlers mit Stromsymmetrierung und zwei Ausgängen durch Erhöhen der Eingangsspannung,

- [0050] [Fig. 16a](#) einen Auf-Abwärtswandler mit zwei Ausgängen basierend auf einem Cuk-Wandler in einer Variante A1,
- [0051] [Fig. 16b](#) einen Auf-Abwärtswandler mit zwei Ausgängen basierend auf einem Cuk-Wandler in einer Variante A2, bei der die beiden Streuinduktivitäten der stromkompensierten Drossel die Wandlerausgangsinduktivitäten bilden,
- [0052] [Fig. 17a](#) einen Auf-Abwärtswandler mit zwei Ausgängen basierend auf einem Cuk-Wandler in einer Variante B1, die nur eine Wandlerausgangsinduktivität, dafür aber pro Ausgang eine nicht zur eigentlichen Wandlertopologie gehörende Flussdiode aufweist,
- [0053] [Fig. 17b](#) einen Auf-Abwärtswandler mit zwei Ausgängen basierend auf einem Cuk-Wandler in einer Variante B2, bei der die Wandlerausgangsinduktivität durch die Streuinduktivitäten der stromkompensierten Drossel gebildet ist, und bei der jeder Ausgang eine nicht zur eigentlichen Wandlertopologie gehörende Flussdiode aufweist,
- [0054] [Fig. 18a](#) einen Auf-Abwärtswandler mit zwei Ausgängen basierend auf einem SEPIC-Wandler in einer ersten Variante,
- [0055] [Fig. 18b](#) einen Auf-Abwärtswandler mit zwei Ausgängen basierend auf einem SEPIC-Wandler in einer zweiten Variante, bei der die Wandlerausgangsinduktivitäten durch die Streuinduktivitäten der stromkompensierten Drossel gebildet werden.
- [0056] [Fig. 19](#) einen Halbbrücken-Wechselrichter mit resonantem Ausgangskreis bestehend aus L_r , C_{r1} und C_{r2} realisiert eine Wechselstromquelle in der Anordnung ähnlich der Schaltungsvariante B ohne L_{cm5} aus [Fig. 8c](#),
- [0057] [Fig. 20a](#) einen Halbbrücken-Wechselrichter mit rückwärts kurzschließenden Gleichrichtern bzw. un-symmetrischen Spannungsverdopplern, (identisch mit [Fig. 8d!](#))
- [0058] [Fig. 20b](#) eine andere Darstellung des Halbbrücken-Wechselrichters mit rückwärts kurzschließenden Gleichrichtern, wobei jede stromkompensierte Drossel durch eine Ersatzschaltung bestehend aus einem Transformator und zwei Streuinduktivitäten L_s ersetzt ist, und wobei die Streuinduktivitäten in Serie zur Resonanzinduktivität L_r wirken,
- [0059] [Fig. 20c](#) eine vorteilhafte Weiterbildung des Halbbrücken-Wechselrichters mit rückwärts kurzschließenden Gleichrichtern, bei der die Gesamtheit der Streuinduktivitäten L_s die Funktion der Resonanzdrossel L_r vollständig übernehmen, und bei der pro Gleichrichtereingang ein Resonanzkondensator angedeutet ist, um die Schaltung zum multiresonanten Halbbrückenwandler weiterzubilden,
- [0060] [Fig. 21a](#) einen Halbbrücken-Wechselrichter mit drei rückwärts sperrenden und drei vorwärts sperrenden Gleichrichtern,
- [0061] [Fig. 21b](#) eine andere Darstellung des Halbbrücken-Wechselrichters aus [Fig. 21a](#), wobei jede stromkompensierte Drossel durch eine Ersatzschaltung bestehend aus einem Transformator und zwei Streuinduktivitäten L_s ersetzt ist, und wobei die Streuinduktivitäten in Serie zur Resonanzinduktivität L_r wirken,
- [0062] [Fig. 21c](#) eine vorteilhafte Weiterbildung des Halbbrücken-Wechselrichters aus [Fig. 21b](#), bei der die Gesamtheit der Streuinduktivitäten L_s die Funktion der Resonanzdrossel L_r vollständig übernehmen, und bei der pro Gleichrichtereingang ein Resonanzkondensator angedeutet ist, um die Schaltung zum multiresonanten Halbbrückenwandler weiterzubilden,
- [0063] [Fig. 21d](#) eine vorteilhafte Weiterbildung des Halbbrücken-Wechselrichters aus [Fig. 21c](#), bei der die Gesamtheit der Streuinduktivitäten L_s die Funktion der Resonanzdrossel L_r vollständig übernehmen, mit einem zusätzlichen Transformator T_r , der zur galvanischer Trennung und/oder zur Spannungsanpassung dient,
- [0064] [Fig. 21e](#) eine vorteilhafte Weiterbildung des Halbbrücken-Wechselrichters aus [Fig. 21d](#) mit primarseitiger Strommessung,

- [0065] [Fig. 21f](#) eine vorteilhafte Weiterbildung des Halbbrücken-Wechselrichters mit lauter ruckwärts sperrenden Gleichrichtern und dem zusätzlichen Transformator Tr , der zur galvanischer Trennung und/oder zur Spannungsanpassung dient, wobei der Transformator zwei Sekundärwicklungen $ns1$ und $ns2$ aufweist, die gegensinnig gepolt sind,
- [0066] [Fig. 22](#) einen Pulsweitenmodulationsregler mit einer festfrequenten Pulsweitenmodulation,
- [0067] [Fig. 23](#) einen Pulsweitenmodulationsregler mit Betrieb an der Luckgrenze, wobei weder Schaltfrequenz noch Ein- oder Ausschaltdauer konstant sind,
- [0068] [Fig. 24](#) einen auf einem Current-Mode Control Prinzip basierender Regler,
- [0069] [Fig. 25](#) eine weitere Ausführung eines Drossel-Abwärtswandlers mit drei Ausgängen und mit Stromrichtungs- und Stromnulldurchgangserkennung,
- [0070] [Fig. 26](#) einen Drossel-Aufwärtswandler mit zwei Ausgängen, bei dem die stromkompensierte Drossel an einer Stelle des Wandlers sitzen muß, die nicht für eine Induktivität gedacht ist, weshalb ein mit der Wandleringangsinduktivität gekoppelter zusätzlicher Spannungsbegrenzungsweig erforderlich ist,
- [0071] [Fig. 27](#) einen Drossel-Inverswandler mit einer entsprechenden Überwachung der Abmagnetisierung der stromkompensierten Drosseln,
- [0072] [Fig. 28a](#) das Prinzipschaltbild einer Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der beiden Lastströme $I1$ und $I2$ durch die sich einstellende Gleichspannung $V0$ über dem Kondensator $C0$ bei zwei rückwärts kurzschließenden Gleichrichtern mit Spannungsverdopplung (Schaltungstyp VVD) in Serienschaltung,
- [0073] [Fig. 28b](#) das Prinzipschaltbild einer Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der beiden Lastströme $I1$ und $I2$ durch die sich einstellende Gleichspannung $V0$ über dem Kondensator $C0$ bei zwei rückwärts kurzschließenden Gleichrichtern mit Stromausgang (Schaltungstyp CD) in Serienschaltung,
- [0074] [Fig. 28c](#) die Situation bei Typ VVD für den Fall $li > 0$,
- [0075] [Fig. 28d](#) die Situation bei Typ VVD für den Fall $li = 0$,
- [0076] [Fig. 28e](#) die Situation bei Typ VVD für den Fall $li < 0$,
- [0077] [Fig. 28f](#) Ausgewählte Strom- und Spannungsverläufe der Schaltung nach [Fig. 28a](#),
- [0078] [Fig. 28g](#) das Prinzipschaltbild einer Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der beiden Lastströme $I1$ und $I2$ durch die sich einstellende Gleichspannung $V0$ über dem Kondensator $C0$ im Versorgungsspannungspfad bei einem rückwärts und einem vorwärts sperrendem Gleichrichter mit einfachem Spannungsausgang (Schaltungstyp VD) in Parallelschaltung,
- [0079] [Fig. 28h](#) die Situation bei Typ VD gemäß [Fig. 28k](#) für den Fall $li > 0$,
- [0080] [Fig. 28i](#) die Situation bei Typ VD gemäß [Fig. 28k](#) für den Fall $li = 0$,
- [0081] [Fig. 28j](#) die Situation bei Typ VD gemäß [Fig. 28k](#) für den Fall $li < 0$,
- [0082] [Fig. 28k](#) das Prinzipschaltbild einer Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der beiden Lastströme $I1$ und $I2$ durch die sich einstellende Gleichspannung $V0$ über dem Kondensator $C0$, der zwischen die Spannungsquelle und das Bezugspotenzial geschaltet ist, bei einem rückwärts und einem vorwärts sperrendem Gleichrichter mit einfachem Spannungsausgang (Schaltungstyp VD) in Parallelschaltung,
- [0083] [Fig. 29a](#) eine Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der LED-Strome $I11$, $I12$, ..., $I32$ trotz unterschiedlicher Last (Schaltungstyp VVDa),
- [0084] [Fig. 29b](#) eine Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der LED-Strome $I11$, $I12$, ..., $I32$ trotz unterschiedlicher Last (Schaltungstyp CDa),

- [0085] [Fig. 29c](#) eine Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der LED-Strome I11, I12, ..., I32 trotz unterschiedlicher Last (Schaltungstyp VDa),
- [0086] [Fig. 29d](#) eine Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der LED-Ströme I11, I12, ..., I32 trotz unterschiedlicher Last mit unterschiedlichen Gleichrichterpaaren (Schaltungstyp CDVVDVDA),
- [0087] [Fig. 30a](#) eine Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der LED-Strome I11, I12, ..., I32 trotz unterschiedlicher Last (Schaltungstyp VVDb),
- [0088] [Fig. 30b](#) eine Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der LED-Strome I11, I12, ..., I32 trotz unterschiedlicher Last (Schaltungstyp CDb),
- [0089] [Fig. 30c](#) eine Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der LED-Ströme I11, I12, ..., I32 trotz unterschiedlicher Last (Schaltungstyp VDb),
- [0090] [Fig. 30d](#) eine Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der LED-Ströme I11, I12, ..., I32 trotz unterschiedlicher Last mit unterschiedlichen Gleichrichterpaaren (Schaltungstyp CDVVDVDb),
- [0091] [Fig. 31](#) eine Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der LED-Strome I1, I2, I3 und I4 trotz unterschiedlicher und geschalteter Last (Schaltungstyp VVDb),
- [0092] [Fig. 32](#) einen Klasse-E-Wandler als Quelle zur Speisung der Schaltung nach [Fig. 31](#),
- [0093] [Fig. 33](#) eine prinzipielle Wandleranordnung mit stromkompensierter Drossel Lcm als Stromverteilernetzwerk,
- [0094] [Fig. 34](#) die Möglichkeiten A) bis C) als „Building-Blocks“ von Wandlern, wobei mittels zwei Kondensatoren ein Gleichstrom durch die stromkompensierten Drossel Lcm verhindert wird,
- [0095] [Fig. 35](#) die Vereinigung der Möglichkeiten A) bis C) aus [Fig. 34](#) in einer Abbildung, zur Resonanzzelle erweitert, wobei optionale Resonanzkondensatoren Cr (hier beispielhaft gegen Masse geschaltet) dargestellt sind,
- [0096] [Fig. 36](#) die Allgemeine Darstellung des Building Blocks gemäß [Fig. 35](#),
- [0097] [Fig. 37](#) die Schaltung gemäß der [Fig. 2](#), mit eingezeichneter Resonanzzelle CCC1,
- [0098] [Fig. 38](#) einen ZVS-Halbbrückenwandler, der die Streuinduktivitäten der stromkompensierten Drosseln nutzt,
- [0099] [Fig. 39a](#) die Grundstruktur des Tiefsetzstellers oder Buck-Wandlers mit angedeuteten Positionen für ZVS-ermöglichende Resonanzelemente,
- [0100] [Fig. 39b](#) die Grundstruktur des Hochsetzstellers oder Boost-Wandlers mit angedeuteten Positionen für ZVS-ermöglichende Resonanzelemente,
- [0101] [Fig. 39c](#) die Grundstruktur des Cúk-Wandlers mit angedeuteten Positionen für ZVS-ermöglichende Resonanzelemente,
- [0102] [Fig. 40](#) einen multiresonanten Cúk-Wandler, der die stromkompensierten Drossel Lcm1 zur Symmetrierung der beiden LED-Strome Io1 und Io2 verwendet, und der die Streuinduktivität von Lcm1 als Resonanzinduktivität nutzt,
- [0103] [Fig. 41](#) Spannungs- und Stromformen des multiresonanten Cúk-Wandlers,
- [0104] [Fig. 42](#) einen multiresonanten inhärent stromsymmetrierenden SEPIC-Wandler,
- [0105] [Fig. 43](#) einen multiresonanten inhärent stromsymmetrierenden Zeta-Wandler,

- [0106] [Fig. 44](#) einen inhärent stromsymmetrierenden Class-E-Wandler mit hartschaltenden Gleichrichterdi-
oden,
- [0107] [Fig. 45](#) einen multiresonanten inhärent stromsymmetrierenden Class-E-Wandler,
- [0108] [Fig. 46](#) einen multiresonanten inhärent stromsymmetrierenden Buck-Wandler,
- [0109] [Fig. 47](#) einen multiresonanten inhärent stromsymmetrierenden Boost-Wandler,
- [0110] [Fig. 48](#) einen multiresonanten inhärent stromsymmetrierenden Drosselinverswandler,
- [0111] [Fig. 49](#) einen multiresonanten Cúk-Wandler mit 4 inhärent stromsymmetrierenden Ausgängen durch
3 stromkompensierte Drosseln in Baumschaltung,
- [0112] [Fig. 50](#) einen multiresonanten Cúk-Wandler mit 3 inhärent stromsymmetrierenden Ausgängen durch
3 stromkompensierte Drosseln in symmetrischer Ringschaltung,
- [0113] [Fig. 51](#) einen multiresonanten Cúk-Wandler mit 2 Ausgängen, deren Ströme sich durch 3 stromkom-
pensierte Drosseln inhärent im Verhältnis 3:5 zueinander einstellen,
- [0114] [Fig. 52](#) einen multiresonanten inhärent stromsymmetrierenden Flyback-Wandler,
- [0115] [Fig. 53a](#) einen multiresonanten inhärent stromsymmetrierenden Cúk-Wandler in isolierender Form mit
gemeinsamem Pluspol der Ausgänge,
- [0116] [Fig. 53b](#) einen multiresonanten inhärent stromsymmetrierenden Cúk-Wandler in vollständig isolieren-
der Form,
- [0117] [Fig. 54a](#) einen multiresonanten inhärent stromsymmetrierenden Zeta-Wandler in isolierender Form mit
gemeinsamem Minuspol der Ausgänge,
- [0118] [Fig. 54b](#) einen multiresonanten inhärent stromsymmetrierenden Zeta-Wandler in vollständig isolieren-
der Form,
- [0119] [Fig. 55a](#) einen multiresonanten inhärent stromsymmetrierenden SEPIC-Wandler in vollständig isolie-
render Form mit aufgeteiltem Blockkondensator.
- [0120] [Fig. 55a](#) einen multiresonanten inhärent stromsymmetrierenden SEPIC-Wandler in vollständig isolie-
render Form mit gemeinsamen Blockkondensator.

Bevorzugte Ausführung der Erfindung

[0121] [Fig. 1](#) zeigt das Prinzip der Erfindung der LED-Strom-Symmetrierung mittels einer stromkompensierten
Drossel, wie man sie zur Dämpfung von Gleichtaktstörungen sog. Common Mode Störungen in Netzfilter ein-
setzt. Im Gegensatz zu derartigen Anwendungen als Filter sind jedoch hier immer 2 Anschlüsse der stromkom-
pensierte Drossel miteinander verbunden. Die Wechselstromquelle liefert den Strom I_i , der von der strom-
kompensierten Drossel L_{cm} in zwei identische Ströme I_{cm1} und I_{cm2} aufgeteilt wird. Diese werden durch die
Gleichrichter $Re1$ und $Re2$ gleichgerichtet. Die sich ergebenden Gleichströme I_{o1} und I_{o2} besitzen ebenfalls
die gleiche Stärke und speisen die Leuchtdioden $D1$ und $D2$. Die Gleichströme I_{o1} und I_{o2} sind in sehr guter
Näherung unabhängig von den Flussspannungen V_{o1} und V_{o2} der verwendeten Dioden. Die Spannung an
der Wechselstromquelle V_i stellt sich entsprechend dem eingepreagten Strom I_i und den verwendeten Gleich-
richteranordnungen samt Lasten, d. h. Leuchtdioden ein.

[0122] [Fig. 2](#) zeigt eine konkrete Ausführung des Gleichrichters als unsymmetrische Spannungsverdoppler-
Schaltung. Anstelle der unsymmetrischen Spannungsverdoppler-Schaltung konnten auch andere Gleichrich-
terschaltungen, wie etwa eine Einweggleichrichtung, ein symmetrischer Spannungsverdoppler oder eine mehr-
stufige Spannungsvervielfacherschaltung, auch als Kaskadenschaltung oder Cockroft-Walton-Schaltung be-
zeichnet, verwendet werden.

[0123] Wichtig ist dabei generell, dass die beiden Ströme I_{cm1} und I_{cm2} während jeder Periode durch null gehen sollten bzw. müssen, damit sich der Kern der stromkompensierten Drossel wieder abmagnetisiert. Andernfalls verliert nach wenigen Perioden die stromkompensierte Drossel ihre symmetrierende Wirkung, da der Kern aufgrund eines Gleichspannungsanteils in Sättigung geht und dann zwei nicht miteinander gekoppelte Spulen, jeweils mit einer Induktivität die der Streuinduktivität entspricht, übrig bleiben.

[0124] Fig. 3a zeigt eine weitere Ausführung der in Fig. 2 dargestellten Schaltung, wobei stark unterschiedliche Lasten an den beiden Ausgängen vorhanden sind. Im Gegensatz zur

[0125] Fig. 2 wird nun an einem Ausgang ein Leuchtdiodenstrang, bestehend aus zwei Leuchtdioden verwendet, wohingegen eine einzelne Leuchtdiode am zweiten Ausgang zeitweise mittels des Transistors Q1 kurzgeschlossen werden kann. Mittels des Steuersignals V lässt sich über den Pulsweitenmodulator PWM ein Dimmen der Leuchtdiode D2 realisieren.

[0126] Die Stromquelle wird dabei mit einem Sinusgenerator mit einer Frequenz von 48 kHz und einem Serienwiderstand von 50 Ohm realisiert. Je nach Amplitude des Signalgenerators ergeben sich die Fälle 1 bis 3 wie sie in der nachfolgend dargestellten Tabelle aufgeführt sind. In den Fällen 1 und 2 ist der Transistor Q1 ausgeschaltet (0% Tastgrad), wohingegen im Fall 3 der Transistor eingeschaltet ist (100% Tastgrad). Man erkennt die sehr gute Symmetrierung der beiden Ausgangsströme I_{o1} und I_{o2} trotz stark unterschiedlicher Belastung der beiden Ausgänge.

Fall	I_{o1} [mA]	I_{o2} [mA]	V_{o1} [V]	V_{o2} [V]
1	1,06	1,06	3,051	1,526
2	15,33	15,33	3,410	1,768
3	17,06	17,13	3,429	0

Tabelle 1: Messwerte zur Schaltung nach Fig. 3

[0127] Im Folgenden soll ein Ausfall einer Leuchtdiode in einer solchen Schaltungsanordnung betrachtet werden. Fällt eine Leuchtdiode mit einem Kurzschluss aus, so werden alle anderen Leuchtdioden von der Schaltung weiterhin mit Nennstrom betrieben, was als "optimales Verhalten im Fehlerfall" zu betrachten ist. Fällt hingegen eine Leuchtdiode mit einer Unterbrechung aus, steigt die Spannung über dieser Leuchtdiode auf ein Mehrfaches der Flussspannung an und zudem werden alle anderen Leuchtdioden mit zu geringen Strömen betrieben. Eine Symmetrierung ist nur noch teilweise gegeben. Die hohe Spannung über der defekten Leuchtdiode kann jedoch andererseits als Vorteil gewertet werden, da dies eine Detektion der defekten Leuchtdiode sehr vereinfacht und eine automatische Überbrückung dieser Leuchtdiode mittels des für das Dimmen ohnehin vorhandenen Schalters bzw. Transistors ermöglicht. In sicherheitsrelevanten Anwendungen wie etwa im Automobilbereich kann damit in beiden Fehlerfällen – Unterbrechung und Kurzschluss – ein Notbetrieb sichergestellt werden.

[0128] In Fig. 4 ist der Ausschnitt um die Diode D2 aus einer erweiterten Schaltung gemäß der Fig. 3 dargestellt. Fällt die Leuchtdiode D2 durch eine Unterbrechung aus, wird aufgrund der hohen Spannung über D2, die durch die stromkompensierte Drossel generiert wird, der Komparator kippen, das beim Einschalten der Schaltung zurückgesetzte Flip-Flop setzen, und damit Q1 dauerhaft einschalten.

[0129] Prinzipiell funktioniert diese Art der Strom-Symmetrierung nicht nur für Leuchtdioden, sondern für beliebige Lasten, so wie sie beispielsweise in Fig. 5 dargestellt sind. Hier sind beliebige denkbare Lasten als R1 und R2 dargestellt. Da symmetrische Lasten angenommen werden, können die Gleichrichterschaltungen Re1 und Re2 inklusive der enthaltenen Glättungskondensatoren weggelassen werden. Fig. 6 zeigt solch eine Schaltung mit Leuchtdioden als Last. Die Folge ist ein diskontinuierlicher Stromfluss durch die Leuchtdioden – nur in der positiven Halbschwingung der Stromquelle fließt Strom durch die beiden Leuchtdioden. In der negativen Halbschwingung sperren die beiden Leuchtdioden. Die Sperrspannung entspricht der Leerlaufspannung der nicht-idealen Stromquelle.

[0130] Im Fall einer idealen Stromquelle, die eine unendlich hohe Leerlaufspannung besitzt, muss die Schaltung nach Fig. 7 verwendet werden, um eine Zerstörung der Leuchtdioden aufgrund einer zu hohen Sperrspannung zu verhindern. Anstelle jeweils einer Leuchtdiode werden jeweils zwei antiparallel geschaltete Leuchtdioden an den beiden Ausgängen von Lcm verwendet. Nun wird die Stromquelle für beide Polaritäten belastet.

[0131] Die Funktion der Strom-Symmetrierung durch die stromkompensierte Drossel ist sowohl im Fall der [Fig. 6](#) wie auch der [Fig. 7](#) gegeben, da sichergestellt ist, dass die beiden Drosselströme während einer Periode wieder durch Null gehen, dass heißt eine Abmagnetisierung des Kerns der stromkompensierten Drossel wird ermöglicht; damit ist die oben aufgestellt Forderung erfüllt. Allerdings ist das Weglassen der Gleichrichterschaltung nicht empfehlenswert, nachdem dies bedingt durch die hohe Welligkeit des Leuchtdiodenstroms zu einer Reduktion der Lichtausbeute der Leuchtdioden führt.

[0132] Sollen im Gegensatz zur Darstellung in [Fig. 1](#) mehr als zwei Leuchtdioden oder Leuchtdiodenstränge betrieben werden, ist dies mit mehreren stromkompensierten Drosseln möglich. [Fig. 8a](#) zeigt eine erste Schaltungsvariante A, [Fig. 8b](#) zeigt eine zweite Schaltungsvariante B, in welcher Art und Weise die stromkompensierten Drosseln miteinander verschaltet werden können, um mehrere Leuchtdioden oder Leuchtdiodenstränge mit den gleichen Strömen zu versorgen.

[0133] Die Variante B hat gegenüber Variante A den Vorteil, dass einerseits die Anzahl der Ausgänge, sofern man durch alle Leuchtdioden den gleichen Strom fordert, keine Potenz von 2 sein muss (zumindest dann, wenn nur 1:1 Drosseln verwendet werden sollen und man den gleichen Strom durch alle Leuchtdioden fordert) und andererseits alle stromkompensierten Drosseln für den gleichen Laststrom auszulegen sind.

[0134] Die stromkompensierte Drossel Lcm5 ist optional und führt zu einem "Ringschluss", was die symmetrische Aufteilung der Ströme auf die Ausgänge verbessert. Dies ist jedoch eher theoretisch zu sehen, da sich dieser Effekt in der Praxis nicht zuletzt wegen der ohnehin sehr guten Symmetrierung jedoch nicht signifikant auswirkt. Daher wird man aus Kosten- und Effizienzgründen, denn ein zusätzlicher ohmscher Widerstand verursacht Verluste, die Drossel Lcm5 in den üblichen Anwendungen nicht einsetzen. Die Variante A benötigt n Drosseln bei n Ausgängen, die Variante B "ohne Ringschluss" benötigt $n - 1$ Drosseln bei n Ausgängen.

[0135] Die [Fig. 8c](#) zeigt eine konkrete Ausführungsform der [Fig. 8b](#) wobei die stromkompensierte Drossel Lcm5 weggelassen wurde und als Gleichrichter lediglich einfache Einweggleichrichter zur Anwendung kommen.

[0136] Die [Fig. 8d](#) zeigt eine weitere Konkretisierung der Schaltungsvariante B analog der [Fig. 8b](#), allerdings ohne Lcm5, wobei eine unsymmetrische Verdopplerschaltung als Gleichrichter und eine ZVS-Halbbrückenschaltung zur Realisierung der Wechselstromquelle verwendet wird.

[0137] Eine weitere Ausführungsform der Schaltungsvariante B gemäß der [Fig. 8b](#), allerdings ohne Lcm5, zeigt die [Fig. 8e](#). Dabei wird eine unsymmetrische Verdopplerschaltung als Gleichrichter und ein Class-E-Wandler zur Realisierung der Wechselstromquelle genutzt. Zudem werden die Streuinduktivitäten der stromkompensierten Drosseln als Resonanzinduktivitäten genutzt.

[0138] In [Fig. 8f](#) ist eine Variante C dargestellt, welche bereits aus dem Stand der Technik, der DE 10 2006 040 026 und WO 2005/038828 A2, für Kaltkathodenlampen bekannt ist. Die Variante C besitzt die gleichen Vorteile wie die Variante B, allerdings sind n Drosseln erforderlich. Im Bereich der Kaltkathodenlampen ist es stand der Technik mittels eines in den Sekundarkreisen angeordneten Messwiderstands Rsh die Funktion der Schaltungsanordnung zu überprüfen. Dies kann analog in LED-Schaltungen erfolgen, was durch die Potenzialtrennung erleichtert wird. Allerdings fließen bei stromkompensierten Drosseln mit einem Übersetzungsverhältnis von 1:1 entsprechend hohe Sekundärströme I_s , so dass man aus Gründen der Verlustleistung nur kleine Widerstandswerte für Rsh verwenden wird, was die Schwierigkeit kleiner Messspannungen mit sich bringt. Die Anordnung nach [Fig. 8g](#) eliminiert diesen Nachteil wie auch den Nachteil, dass der Regelung eine hochfrequente Wechselspannung zur Verfügung gestellt wurde, durch den Einsatz eines Stromtransformators T_r samt zugehöriger Beschaltung für die Strommessung.

[0139] Die Anordnungen gemäß den [Fig. 8a](#), [Fig. 8b](#) und [Fig. 8f](#) erlauben auch unterschiedliche große Ströme durch die Leuchtdioden beziehungsweise Leuchtdiodenstränge, allerdings ist immer nur eine Aufteilung der Leuchtdiodenströme in festen Verhältnissen möglich. So stehen beispielsweise der Strom durch die Leuchtdiode D1 und der durch die Leuchtdiode D2 in [Fig. 9](#) im Verhältnis 3 zu 5. Eine solche Anordnung kann insbesondere für den Betrieb von mehreren Leuchtdioden unterschiedlichen Typs z. B. in einer Leuchte vorteilhaft sein, z. B. mit einer Kombination zu einer warmweißen Lichtquelle hoher Lichtausbeute durch die Kombination von kaltweißen Leuchtdioden sowie roten Leuchtdioden mit jeweils hoher Lichtausbeute.

[0140] Die Schaltung gemäß der [Fig. 10a](#) basiert auf einem Drossel-Abwärtswandler, bestehend aus einem Eingangskondensator C1, einem Schalttransistor Q1, einer Tiefsetzdrossel L1 und einer Diode D3, um einen

pulsierenden Gleichstrom durch die Drossel L1 zu erzeugen. Dieser Strom wird mittels der stromkompensierten Drossel Lcm1 auf beiden Gleichrichter bestehend aus D1, C1 und D2, C2 aufgeteilt und letztlich an den beiden Ausgängen den Leuchtdioden D11 und D12 bereitgestellt. Einer der beiden Leuchtdiodenströme wird dabei mittels der Strommesseinrichtung Im erfasst und der Regelung Crt1 zugeführt, die entsprechend das Tastverhältnis des Transistors Q1 verändert. Anstelle von zwei Ausgängen konnten, analog zu den obigen Schaltungen, auch mehrere Ausgänge generiert werden. Ebenso konnten anstelle einzelner Leuchtdioden auch Leuchtdiodenstränge verwendet werden.

[0141] [Fig. 10b](#) zeigt eine Weiterentwicklung der Schaltung der [Fig. 10a](#), wobei die Strommessung mittels des Shunts Rs erfolgt. Wesentlicher ist jedoch der Komparator Cmp1, an dessen Ausgang F („Freilaufsignal“) ein Low Signal generiert wird, solange die Diode D1 leitet. Ein Leiten von D1 ist gleichbedeutend damit, dass die Drossel L1 freilauft, d. h. sich die Stromstärke in L1 abbaut, da in L1 gespeicherte Energie in die Kondensatoren C1 und/oder C2 übertragen wird. Ist L1 stromfrei, muss wegen der beiden Dioden D1 und D2 auch die stromkompensierte Drossel Lcm1 stromfrei sein. Daher kann die Detektion der Abmagnetisierung der stromkompensierten Drossel Lcm1 dadurch erfolgen, dass nach dem Öffnen des Schalters Q1 und dem anschließenden Schalten auf Low des Komparatorausgangs F mindestens so lange gewartet wird, bis F wieder High wird.

[0142] Die [Fig. 10c](#) zeigt einen Drossel-Abwärtswandler mit drei Ausgängen, wobei nur noch die Streuinduktivitäten der stromkompensierten Drosseln als Speicherdrosseln des Wandlers verwendet werden. Die Strommesseinrichtung Imea bestimmt einen der Ausgangsströme und liefert ein zu diesem Ausgangsstrom proportionales und auf GND bezogenes Messsignal. Der Komparator Cmp1 wird zur Detektion der Abmagnetisierung der stromkompensierten Drosseln Lcm1 und Lcm2 genutzt. Die Mess-Signale Im und F werden der nicht dargestellten Regelung zugeführt, die ihrerseits hieraus das Ansteuersignal Dr für den Leistungsschalter generiert.

[0143] Die [Fig. 11](#) und [Fig. 12](#) zeigen Messungen der Strom-Symmetrie an einer Schaltung gemäß der [Fig. 10a](#). Idealerweise sollte das Verhältnis $I_{o1}/I_{o2} = 1$ unabhängig vom Verhältnis der beiden Ausgangsspannungen V_{o1}/V_{o2} sein.

[0144] Für die Messung wurde die Regelung außer Kraft gesetzt und der Transistor mit einem konstanten Tastgrad von 50% sowie konstanter Frequenz angesteuert, um Effekte durch die Regelung sowie die Änderung des Tastgrads ausschließen zu können, und damit die Wirkung der Symmetrierung besonders einfach untersuchen zu können. Die Schaltfrequenz wurde in drei Messreihen zwischen 12, 24 und 48 kHz variiert. Die Eingangsspannung wurde konstant auf 10 V gehalten und die Belastung am 2. Ausgang verändert, wohingegen die am 1. Ausgang (mit 150 Ohm) unverändert blieb. Die Drossel L1 hat in dieser Ausführungsform einen Wert von 100 μ H. Die verwendete stromkompensierte Drossel ist vom Typ EPCOS B82721-K2701-N20 mit einer Induktivität von 2×10 mH, einem Serienwiderstand von $2 \times 0,60$ Ohm und einem Nennstrom von 0,7 A.

[0145] Man erkennt aus der [Fig. 12](#), dass bei geringerer Schaltfrequenz die Strom-Symmetrie auch für geringere Verhältnisse von V_{o1}/V_{o2} und damit für größere Belastungen noch gewährleistet ist. Der Grund hierfür ist, dass der Wandler bei geringerer Schaltfrequenz erst bei einer höheren Belastung in den kontinuierlichen Betrieb übergeht.

[0146] Die Kurve 81 stellt die Funktion der Anordnung unter Beweis – hier wurde die stromkompensierte Drossel durch zwei Widerstände mit je 0,68 Ohm ersetzt, um zu veranschaulichen, welche symmetrierende Wirkung durch den Serienwiderstand der stromkompensierten Drossel allein erreicht wird.

[0147] [Fig. 13](#) zeigt eine besonders vorteilhafte Ausführung des Wandlers gemäß der [Fig. 10a](#). Dabei wird die Strommessung durch Auswertung des Spannungsabfalls über dem Shunt Rs realisiert. Wesentlicher ist jedoch die „Einsparung“ der „eigentlichen Tiefsetzsteller-Drossel“ L1 – stattdessen werden die beiden ohnehin vorhandenen Streuinduktivitäten Ls1 und Ls2 der stromkompensierten Drossel hierfür verwendet. Diese Maßnahme führt zudem zu einer besseren Symmetrierung der beiden Ausgangsströme wie aus [Fig. 14](#) hervorgeht.

[0148] Der Wandler gemäß [Fig. 13](#) wurde, wie bei allen hier angeführten Messungen, mit deaktivierter Stromregelung betrieben, um zu zeigen, inwieweit die Symmetrierung der Ausgangsströme mit zunehmenden Ausgangsströmen abnimmt. Hierzu wurde der Wandler mit $R1 = 75$ Ohm und $R2 = 150$ Ohm belastet und die Eingangsspannung schrittweise erhöht. [Fig. 15](#) zeigt das Verhältnis der beiden Ausgangsströme I_{o1}/I_{o2} über dem mittleren Ausgangsstrom $(I_{o1} + I_{o2})/2$. Man erkennt, dass bis zu einem mittleren Strom von 350 mA die „Unsymmetrie“ unter 5% bleibt. Dies entspricht dem halben Nennstrom von 700 mA der verwendeten stromkompensierten Drossel.

[0149] In den **Fig. 16** und **Fig. 17** sind zwei erfindungsgemäße Ausführungsformen basierend auf dem Cuk-Wandlerkonzept dargestellt. Die in den **Fig. 16a** und **Fig. 16b** dargestellten Schaltungen verwenden die Kondensatoren C31 und C32 um einen Gleichstromfluss, der sich durch die stromkompensierte Drossel aufgrund der unterschiedlichen Ausgangsspannungen einstellen würde, zu verhindern. Die Schaltungen der **Fig. 17a** und **Fig. 17b** nutzen hierfür die Dioden D1 und D2 analog zur Realisierung in den bereits beschriebenen Drosselwandlern.

[0150] Wie beim oben erläuterten Drossel-Abwärtswandler kann die ausgangsseitige Drossel L2 in der **Fig. 17a** oder die Drosseln L21 und L22 in der **Fig. 16a** weggelassen werden, wie dies in den **Fig. 16b** und **Fig. 17b** dargestellt ist, wobei dann die Streuinduktivitäten Ls1 und Ls2 der stromkompensierten Drossel deren Aufgabe mit übernehmen.

[0151] Im Fall eines Wandlers mit n Ausgängen sind in der Realisierung gemäß der **Fig. 16** n Kondensatoren und n Dioden in den Ausgangskreisen nötig (C31, ..., C3n und D31, ..., D3n). Im Fall einer Realisierung gemäß der **Fig. 17** sind dies 1 Kondensator (C3) und n + 1 Dioden (D3 und D1, ..., Dn). Die erstere Realisierung hat den besseren Wirkungsgrad, da hier weniger Dioden im Ausgang erforderlich sind, wohingegen die zweite mit weniger Bauteilen auskommt.

[0152] Die **Fig. 18a** und **Fig. 18b** zeigen zwei erfindungsgemäße Ausführungsformen basierend auf dem SEPIC-Wandlerkonzept, wobei in der Ausführung der **Fig. 18b** die Streuinduktivitäten Ls1 und Ls2 der stromkompensierten Drossel die Aufgabe der beiden Drosseln L10 und L20 mit übernehmen.

[0153] Die **Fig. 19** zeigt eine erfindungsgemäße Realisierung eines Wechselrichters, basierend auf einer schaltentlasteten Halbbrückenschaltung mit resonantem Ausgangskreis bestehend aus Lr, Cr1 und dem optionalen Cr2, die eine Wechselstromquelle realisiert. Die Halbbrücke ist nullspannungsschaltend. Diese Wechselstromquelle speist eine Anordnung ähnlich der in **Fig. 8b** bis **Fig. 8e** offenbarten.

[0154] Dabei ermöglichen die sogenannten "Trapezkondensatoren" C1 und C2 ein näherungsweise spannungsfreies Abschalten der Transistoren Q1 und Q2. Die Transistoren Q1 und Q2 besitzen ein festes, zeitlich unveränderliches Tastverhältnis, werden also nicht mit einer Pulsweitenmodulation angesteuert. Dieses ist so gewählt, dass nie Q1 und Q2 gleichzeitig leitend sind. Die Tastgrade der beiden Transistoren müssen nicht gleich groß sein. So kann Q1 einen Tastgrad von 60% und Q2 einen Tastgrad von 35% besitzen.

[0155] Die Stromregelung Ctrl verwendet den Spannungsabfall über den Widerstand Rs um den gewünschten Sollstrom durch die Leuchtdiode D5, und damit durch alle Leuchtdioden, durch eine Veränderung der Schaltfrequenz der Transistoren Q1 und Q2, einzustellen. Dieser Sollstrom konnte beispielsweise durch eine übergeordnete Steuerung eines Lichtmanagementsystems vorgegeben werden (nicht dargestellt).

[0156] Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurde in der **Fig. 19** auf die Darstellung eines Eingangsfilters (vor dem Eingangskondensator Ci), zur Unterdrückung von elektromagnetischen Störungen verzichtet. Auch in allen nachfolgenden Schaltungen wird hierauf verzichtet.

[0157] Wegen der beiden Kondensatoren Cr1 und Cr2 kann der in die Gleichrichterschaltungen Re1 bis Re5 fließende Strom Ii keinen Gleichanteil besitzen. Es sind daher nur Gleichrichterschaltungen sinnvoll, die an ihrem Eingang einen reinen Wechselstrom aufnehmen. Werden solche Gleichrichterschaltungen verwendet ist eine magnetische Sättigung der stromkompensierten Drosseln Lcm1 bis Lcm4 sicher verhindert. Beispielsweise können Gleichrichterzellen basierend auf der unsymmetrischen Spannungsverdoppler-Schaltung verwendet werden, wie sie in **Fig. 2** dargestellt sind. Eine beispielhafte Ausführung mit diesen ruckwärtsleitenden Gleichrichterschaltungen zeigt **Fig. 20a**.

[0158] **Fig. 20b** ist eine andere Darstellung der erfindungsgemäßen Schaltung nach **Fig. 20a** wobei jede stromkompensierte Drossel durch eine Ersatzschaltung bestehend aus einem Transformator und zwei Streuinduktivitäten Ls ersetzt ist.

[0159] Bei entsprechender Dimensionierung der Streuinduktivitäten der stromkompensierten Drosseln kann die Gesamtheit der Streuinduktivitäten Ls die Funktion der Resonanzdrossel Lr vollständig übernehmen, wie dies die modifizierte Ausführung gemäß der **Fig. 20c** darstellt. Die Wirkung des optionalen Resonanzkondensators Cr2 wird nun durch die optionalen Resonanzkondensatoren Cr21 bis Cr25 erzielt. Nachdem die Streuinduktivitäten der stromkompensierten Drosseln ohnehin vorhanden sind, lässt sich in dieser Ausführung eine kostengünstigere und kompaktere Bauweise realisieren.

[0160] [Fig. 21a](#) zeigt eine abgewandelte Variante der Schaltung gemäß [Fig. 19](#) bzw. [Fig. 20a](#), die mit rückwärtssperrenden Gleichrichterschaltungen auskommt. Die Gleichrichterschaltungen sind dabei so verschaltet, dass kein Gleichanteil im Strom i_i verursacht wird, so dass die Gleichstromfreiheit durch die beiden Kondensatoren $Cr1$ und $Cr2$ gewährleistet wird.

[0161] Beispielhaft sind $Re1$ und $Re4$ als Einweggleichrichter dargestellt. Dabei besitzen $Re1$ bis $Re3$ und $Re4$ bis $Re6$ die gleiche Eingangsstromrichtung bzw. Polarität der verwendeten Dioden. Vorteilhaft an dieser Schaltungsvariante ist die symmetrische Ausnutzung beider Halbschwingungen welche durch die Bruckenschaltung bereitgestellt wird sowie die Eigenschaft, dass nur $n - 2$ stromkompensierte Drosseln zur Bereitstellung von n Ausgängen erforderlich sind und weniger Dioden für die rückwärtssperrenden Gleichrichterschaltungen erforderlich sind als für die rückwärtsleitenden Gleichrichterschaltungen, was zudem zumeist einen höheren Wirkungsgrad mit sich bringt.

[0162] Die Schaltung der [Fig. 21a](#) hat jedoch den Nachteil, dass nicht alle Leuchtdioden bzw. Leuchtdiodenstränge mit dem gleichen Anschluss, z. B. der Kathode, auf GND bzw. das gemeinsame Bezugspotenzial gelegt werden können, was dazu führt, dass bei der Verwendung gleichartiger Leuchtdioden diese unterschiedlich gut gekühlt werden. Dies ist insbesondere im Fall von High-Power-Leuchtdioden ein großer Nachteil. Die Anwendung der Schaltung gemäß der [Fig. 21a](#) erscheint daher insbesondere für Low-Power-Leuchtdioden, z. B. Radiale Leuchtdioden, oder Arrays aus diesen sinnvoll. Im Fall von High-Power-Leuchtdioden könnte die Verwendung von zwei unterschiedlichen Leuchtdiodenbauformen Abhilfe schaffen, wobei einmal die Kathode und einmal die Anode eine besonders gute thermische Anbindung an das verwendete Leuchtdiodengehäuse aufweist. Diese beiden unterschiedlichen Ausführungen erfordern jedoch unterschiedliche Leuchtdioden-Chip-Strukturen, die im allgemeinen Fall jedoch unterschiedliche Eigenschaften (z. B. Farbe) aufweisen, was oftmals unerwünscht ist. Im beispielhaften Fall eines MAG-GIS-Konzepts werden jedoch bewusst zwei unterschiedliche farbige Leuchtdiodentypen (mint/blaugrün und amber/bernsteinfarben) verwendet, so dass in einer solchen Anwendung die Schaltung sinnvoll erscheint. Allerdings besitzen die beiden unterschiedlichen Leuchtdiodentypen auch ein unterschiedliches Temperaturverhalten, insbesondere eine Farbverschiebung mit der Temperatur, so dass die Möglichkeit unterschiedliche Betriebsströme in beiden Leuchtdiodentypen einstellen zu können wünschenswert erscheint, was jedoch für die Schaltung gemäß der [Fig. 21a](#) ohne erheblichen Aufwand durch eine entsprechende Zusatzbeschaltung nicht möglich ist. Es bleibt damit bei der Feststellung, dass die Schaltung gemäß der [Fig. 21a](#) primär für Low-Power-Leuchtdioden vorteilhaft erscheint.

[0163] Die [Fig. 21b](#) zeigt eine andere Darstellung der Schaltung gemäß der [Fig. 21a](#) wobei jede stromkompensierte Drossel durch eine Ersatzschaltung bestehend aus einem Transformator und zwei Streuinduktivitäten L_s ersetzt ist.

[0164] Bei entsprechender Dimensionierung der Streuinduktivitäten der stromkompensierten Drosseln kann die Gesamtheit der Streuinduktivitäten L_s die Funktion der Resonanzdrossel L_r vollständig übernehmen, wie dies die modifizierte Ausführung gemäß der [Fig. 21c](#) darstellt. Die Wirkung des optionalen Resonanzkondensators $Cr2$ wird nun durch die optionalen Resonanzkondensatoren $Cr21$ bis $Cr26$ erzielt. Nachdem die Streuinduktivitäten der stromkompensierten Drosseln ohnehin vorhanden sind, lässt sich in dieser Ausführung eine kostengünstigere und kompaktere Bauweise realisieren.

[0165] Die [Fig. 21d](#) zeigt eine weitere vorteilhafte Weiterbildung analog zur der Schaltungsanordnung gemäß der [Fig. 21c](#), nun jedoch mit Transformator Tr , der zur galvanischen Trennung und/oder zur Spannungsanpassung dient. Dabei übernimmt gegebenenfalls die Streuinduktivität des Transformators zusammen mit der Gesamtheit der Streuinduktivitäten L_s die Funktion der Resonanzdrossel L_r vollständig. Um eine galvanische Trennung zu realisieren wird mittels einer Optokopplerschaltung $Opto$ das Strommesssignal entsprechend vom sekundarseitigen auf den primärseitigen Teil der Schaltung übertragen.

[0166] Der Aufwand der galvanisch getrennten Übertragung des Strommesssignals gemäß der [Fig. 21d](#) entfällt bei der Schaltung Gemäß der [Fig. 21e](#), da hier der Primärstrom des Transformators anstelle eines Leuchtdiodenstroms gemessen wird. Unter der Voraussetzung dass ein Transformator verwendet wird, der in seinen Eigenschaften dem eines idealen Transformators sehr nahe kommt, d. h. der Transformator Tr sollte eine große Hauptinduktivität und gute Kopplung aufweisen, ist der sich ergebende Fehler vernachlässigbar klein. Zur Vereinfachung der Darstellung wurden die optionalen Kondensatoren $Cr21$ bis $Cr26$ nicht dargestellt, obwohl diese auch in dieser Schaltung unverändert genutzt werden könnten.

[0167] Die [Fig. 21f](#) zeigt eine weitere vorteilhafte Weiterbildung analog zur der nach [Fig. 21e](#), wobei der Transformator Tr mit zwei Sekundärwicklungen $ns1$ und $ns2$ ausgeführt ist. Diese Schaltung vermeidet den

Nachteil, dass nicht alle Leuchtdioden bzw. Leuchtdiodenarrays mit der gleichen Polarität gegenüber dem gemeinsamen Bezugspotenzial, z. B. des Kuhlkörpers, ausgeführt werden können. Daher eignet sich diese Schaltungsanordnung insbesondere auch für High-Power-Leuchtdioden.

[0168] Die dargestellten magnetischen Bauelemente können vorteilhafterweise in einem magnetischen Bauelement integriert werden, insbesondere in einem keramischen Bauelement das beispielsweise in LTCC-Technologie hergestellt wird.

[0169] Die Nutzung der Streuinduktivitäten ist insbesondere bei der Integration mehrerer funktional unterschiedlicher magnetischer Bauelemente in einem magnetischen Bauelement von Vorteil, da sich hier im Vergleich zu konventioneller Verwendung mehrerer diskreter Bauelemente meistens durch die Integration verhältnismäßig große Streuinduktivitäten ergeben, sie sich nun vorteilhaft nutzen lassen.

[0170] Die Konstruktion der stromkompensierten Drossel ist vorteilhafter Weise so zu realisieren, dass sie eine definierte Streuinduktivität besitzt und die stromkompensierte Drossel auch bei hohen Stromstärken nicht in Sättigung geht. Hierzu werden vorteilhafterweise Konstruktionen verwendet, wie sie in der EP 0 275 499 A1 oder der DE 36 21 573 A1 beschrieben sind. Für den Einsatz zu Beleuchtungszwecken erscheint insbesondere eine Ausführung gemäß der DE 3621573 A1 vorteilhaft.

[0171] Die DE 36 21 573 löst im Wesentlichen die gleiche Aufgabenstellung wie die EP 0 275 499 A1: Es wird die Realisierung für eine stromkompensierte Drossel mit großer zusätzlicher Streu-Induktivität zur Unterdrückung symmetrischer Störungen vorgestellt. Im Gegensatz zur EP 0 275 499 A1 wird in der DE 36 21 573 nicht für jeden „außen liegenden“ Leiter ein eigener „Außenkern“ benutzt, sondern nur ein Außenkern für alle. Hierzu werden zwei luftspaltlose Ringkerne für die Stromkompensierte Drossel verwendet, wobei zunächst der erste Kern gleichmäßig über den gesamten Umfang, um ein geringes äußeres Magnetfeld zu erhalten, bewickelt wird. Dann wird konzentrisch über diesen ersten Ringkern aus Ferrit ein zweiter Eisenpulverkern aus Carbonyleisen gelegt. Nun wird durch beide Ringkerne mit der gleichen Windungszahl und gegebenenfalls etwas dickerem Draht für gleiche Kupferwiderstände der beiden Wicklungen die zweite Wicklung gewickelt. Durch die Wahl der Kernquerschnitte lassen sich die Nenninduktivität der Stromkompensierten Drossel und die gegen symmetrische Störungen wirkende Streu-Induktivität getrennt voneinander einstellen.

[0172] Eine erste Ausführung der Regelung für den Wandler gemäß der [Fig. 10c](#) ist der in [Fig. 22](#) dargestellte Pulsweitenmodulationsregler. Er realisiert eine festfrequente Pulsweitenmodulation. Dieser Regler besteht aus dem Fehlerverstärker Op1 der das Fehlersignal V_{ea} als PID-Regler aus dem gemessenen Ausgangsstrom und dem zum Sollstrom gehörigen Referenzsignal V_{ref} erzeugt. Dieses wird im PWM-Komparator Cmp2 mit einer Rampenspannung verglichen. Bei einem herkömmlichen Pulsweitenmodulationsregler würde das erzeugte Signal P dem Gatetreiber Drv des Leistungsschalters zugeführt werden. Mittels der zusätzlichen Logik FWC wird jedoch sichergestellt, dass eine Abmagnetisierung der stromkompensierten Drosseln erfolgt ist bevor der Q1 erneut eingeschaltet werden kann, d. h. ggfs. wird durch das Freilaufsignal F die Einschaltdauer beschnitten: Geht das eigentliche PWM-Signal P auf Low wird das RS-FlipFlop durch die fallende Flanke gesetzt. Das RS-Flip-Flop „merkt“ sich, dass die Schaltung in der Abmagnetisierungsphase begriffen ist. Würde in dieser Phase das PWM-Signal wieder High werden, so würde das Und-Gatter ein High werden des Ausgangs Dr verhindern. Erst wenn das Abmagnetisierungssignal in Form eines High werden des Mess-Signals F eintrifft, wird das FF über den R-Eingang zurück gesetzt. Um einen sicheren Betrieb der Schaltung, insbesondere einen sicheren Anlauf der Schaltung, zu ermöglichen, ist der Timer Tmr vorgesehen, dessen Zeitwert der maximal denkbaren Abmagnetisierungsdauer entspricht. Ist das FF länger als diese Zeitdauer gesetzt, geht der Ausgang des Timers auf High und führt zu einem automatischen Rucksetzen des Flip-Flops. Greift die zusätzliche Logik FWC ein, so führt dies dazu, dass der Regelkreis geöffnet wird und der eigentliche Regler Op1 an die Grenze läuft, so dass P ein Signal mit maximalem Tastgrad wird. Dieses Öffnen des Regelkreises und die damit einhergehende Abweichung des geforderten Ausgangsstroms vom Sollwert wird jedoch in Kauf genommen um die Symmetrierung der Ausgangsströme sicherstellen zu können.

[0173] Anstelle des Reglers nach [Fig. 22](#), der festfrequente Pulsweitenmodulation realisiert, kann auch der in [Fig. 23](#) dargestellte Regler für die Schaltung nach [Fig. 10c](#) zum Einsatz kommen, der einen Betrieb an der Lückgrenze (Boundary Conduction Mode) sicherstellt, wobei weder Schaltfrequenz noch Ein- oder Ausschaltdauer konstant sind. Im Gegensatz zur obigen Ausführung wird hier nicht mit einer konstanten Schaltfrequenz gearbeitet, sondern mit einer variablen: Sobald der Strom durch die Drossel null erreicht, wird der Transistor wieder eingeschaltet. Der Fehlerverstärker und der Pulsweitenkomparator sind wie in [Fig. 22](#) mittels Op1 und Comp2 realisiert.

[0174] Ist eine Abmagnetisierung der Drosseln erfolgt, so führt der Low-High-Übergang von F dazu, dass der Rampengenerator Ramp beginnt eine neue Rampe zu erzeugen. Diese wird mit dem Fehlersignal vom Komparator Cmp2 verglichen. Je höher das Fehlersignal ist, umso länger bleibt P bzw. Dr im High Zustand und folglich Q1 eingeschaltet, bevor Cmp2 auf Low kippt. Ein Low an Dr hat eine Abmagnetisierung der Drosseln zur Folge bis irgendwann die Abmagnetisierung durch einen erneuten Low-High-Übergang von F bestätigt wird, was zur Erzeugung einer neuen Rampe führt.

[0175] Um einen sicheren Betrieb der Schaltung, insbesondere einen sicheren Anlauf der Schaltung, zu ermöglichen, ist der Timer Tmr vorgesehen, dessen Zeitwert der maximal denkbaren Abmagnetisierungsdauer entspricht. Ist der Ausgang länger als diese Zeitdauer auf Low, so wird eine neue Rampe generiert, und es wird nicht weiter auf einen Low-High-Übergang von F gewartet.

[0176] Einen auf einem Current-Mode Control Prinzip basierender Regler für die Schaltung nach [Fig. 25](#) stellt [Fig. 24](#) dar. Auch dieser Regler realisiert einen Betrieb an der Luckgrenze (Boundary Conduction Mode). Der Regelverstärker Op1 erzeugt an seinem Ausgang das Signal Ve_a das mit dem aktuellen Strommesswert I_{m2} verglichen wird. Übersteigt der Wert von I_{m2} den von Ve_a führt der High-Low-Übergang von P zum Rucksetzen des Flip-Flops und damit zum Abschalten von Q1. In der nachfolgenden Abmagnetisierungsphase bleibt F zunächst auf High, da der aktuelle Stromwert größer Null ist. Ist die Abmagnetisierung erfolgt, so kommt es (aufgrund einer parasitären Schwingung, die kurzzeitig I_{cm} negativ werden lässt) zum unter Umständen mehrfachen Kippen des Komparators Cmp1, wobei der High-Low-Übergang von F das Setzen des Flip-Flops bewirkt und damit Q1 wieder eingeschaltet wird. Wie bei den obigen Schaltungen auch, ist ein zusätzlicher Timer Tmr vorgesehen, der nach langer Dauer des Flip-Flops im ungesetzten Zustand dieses setzt und so das „Anlaufen“ gewährleistet

[0177] [Fig. 25](#) illustriert eine andere Ausführung eines Drossel-Abwärtswandlers mit drei Ausgängen. Im Gegensatz zur Schaltung gemäß [Fig. 10c](#) erfolgt nun die Strommessung mittels des Shunts R_s am gemeinsamen Speise-Anschluss des Stromverteilsnetzwerkes anstelle an einem der Ausgänge der Schaltung. Die Strom-Messeinrichtung I_{mea} wird durch einen Differenzverstärker realisiert, der ein zum zu messenden Strom I_{cm} proportionales und auf GND bezogenes Messsignal liefert, nachdem das Signal I_{m2} dem entsprechend verstärkten und Masse-bezogenen Spannungsabfall über dem Shunt R_s entspricht. Der zeitliche Mittelwert des Spannungsabfalls über R_s entspricht dem zeitlichen Mittelwert der Summe aller LED-Strome. Um der Regelung den zeitlichen Mittelwert der Ausgangsströme zur Verfügung stellen zu können, ist der Tiefpass LP vorhanden. Wie in der Schaltung gemäß der [Fig. 10c](#) wird der Komparator Cmp1 zur Detektion der Abmagnetisierung der stromkompensierten Drosseln L_{cm1} und L_{cm2} genutzt. Als Regelschaltung können die Schaltungen gemäß den [Fig. 22](#), [Fig. 23](#) und [Fig. 24](#) zur Anwendung kommen

[0178] [Fig. 26](#) zeigt einen Drossel-Aufwärtswandler mit zwei Ausgängen. Der eigentliche Aufwärtswandler besteht dabei aus der Speicherdrossel L1, dem Schalttransistor Q1 und den Dioden D1 bzw. D2. Wie beim oben beschriebenen Abwärtswandler kann auch bei einem Aufwärtswandler die Regelung auf einen der beiden Ausgangsströme oder auf den Strom erfolgen, der in den Speise-Anschluss des Stromverteilsnetzwerkes hinein fließt. In der hier betrachteten Schaltung erfolgt die Regelung auf einen der Ausgangsströme. Zusätzlich kann ein unterlagerter Stromregelkreis im Sinne einer „current mode control“ verwendet werden, die den Schalterstrom – erfasst mittels des Widerstands R_q – zur Regelung heranzieht.

[0179] Die beim Drossel-Abwärtswandler vorteilhaft nutzbaren Streuinduktivitäten der stromkompensierten Drossel L_{s1} und L_{s2} sind beim Aufwärtswandler unerwünscht, da diese zu hohen Spannungsspitzen beim Abschalten des Transistors Q1 führen: L_{s1} und L_{s2} verhindern, dass die Ströme in den Ausgangskreisen von 0 auf den jeweils halben Stromwert des Drosselstromes durch L1 zum Zeitpunkt des Abschaltens des Transistors springen können. Daher ist ein Snubber-Netzwerk vorzusehen, was die Schalterspannung begrenzt. Dieses kann dissipativ in Form eines RDC-Netzwerkes parallel zu Q1 ausgeführt sein, oder als optionaler Klemmkreis für die Transistor-Spannung aus L_d und D3 bestehen und nicht-dissipativ sein. Der dargestellte Klemmkreis begrenzt die Schalterspannung direkt nach dem Öffnen von Q1 auf einen Wert der sich aus dem Übersetzungsverhältnis des durch L_d und L1 gebildeten Transformators sowie der Eingangsspannung ergibt. L_d und L1 sollten möglichst gut miteinander magnetisch verkoppelt sein. Angenommen, die Eingangsspannung betrage 10 V und L_d besteht aus doppelt so vielen Windungen wie L1, so würde die Transistorspannung auf einen Wert der der doppelten Eingangsspannung, folglich 20 V, begrenzt werden, da dann die Diode D3 zu leiten beginnt und die Spannung am Transistor klemmt.

[0180] Im Gegensatz zum Abwärtswandler gibt es beim Aufwärtswandler keine Einschränkung bezüglich lückendem und kontinuierlichem Betrieb, zumindest solange die Streuinduktivitäten vernachlässigbar klein sind.

Unabhängig vom Betriebsmodus wird während Q1 eingeschaltet ist die stromkompensierte Drossel entmagnetisiert, der Strom durch die stromkompensierte Drossel wird also zu Null und durch das nachfolgende Sperren der beiden Dioden D1 und D2 bleibt dieser Zustand bis zum nächsten Abschalten von Q1 erhalten.

[0181] Daher ist beim Boost-Wandler keine der oben beschriebenen Regelschaltungen erforderlich, denn selbst wenn der Wandler im kontinuierlichen Betrieb bezüglich der Drossel L1 arbeitet, ist aufgrund der Topologie immer sichergestellt, dass das Stromverteilungsnetzwerk im diskontinuierlichen Betrieb betrieben wird und folglich immer eine Abmagnetisierung der stromkompensierten Drosseln im Netzwerk gegeben ist.

[0182] Wie beim Abwärtswandler ist auch beim Drossel-Inverswandler eine entsprechende Überwachung bzw. Regelung erforderlich, so dass die Abmagnetisierung der stromkompensierten Drosseln sicher gewährleistet wird. Die [Fig. 27](#) zeigt einen solchen Wandler, der wie der oben beschriebene Aufwärtswandler einen optionalen Klemmkreis für die Transistor-Spannung – aus Ld und D3 bestehend – enthält.

[0183] Um die Abmagnetisierung der Drosseln zu detektieren sind unterschiedliche Schaltungsgrößen nutzbar. Unter anderem kann eine Strommessung des Stromes durch L1 oder eine Strommessung des in das Stromverteilungsnetzwerk hinein fließenden Stroms erfolgen. Es kann auch mittels zweier Spannungsmessungen überprüft werden, dass die Dioden D1 und D2 sperren. Auch kann auf jede der stromkompensierten Drosseln eine zusätzliche dritte Wicklung aufgebracht werden und dann ausgewertet werden, dass alle diese Spannungen zu Null geworden sind. Alternativ kann auch die Spannung über dem Schalttransistor ausgewertet werden. Nach dem ursprünglichen hohen Wert welcher durch den Klemmkreis bestimmt wird, fällt während der Abmagnetisierungsphase die Spannung am Schalter auf die Summe aus Eingangsspannung und dem Mittelwert der Beträge der beiden Ausgangsspannungen um dann nochmals auf die Eingangsspannung, sobald alle Drosseln abmagnetisiert sind, abzufallen. Dieser zweite Abfall der Schalterspannung kann ebenfalls für die Detektion genutzt werden.

[0184] In der Ausführung gemäß [Fig. 27](#) wird jedoch eine weitere Möglichkeit für die Detektion verwendet: Hierfür wird die Spannung über der Drossel Ld verwendet werden, denn ist diese auf Null abgefallen, sind alle Drosseln abmagnetisiert und es kann ab diesem Zeitpunkt der Schalter Q1 wieder eingeschaltet werden. Analog zu den obigen Regelschaltungen gemäß den [Fig. 22](#) bis [Fig. 24](#) lassen sich auch für den Inverswandler entsprechende Regelschaltungen ausführen.

[0185] Die folgenden Figuren betrachten eine weitere Variante der Strom-Symmetrierung bei mehreren Zweigen. Die Strom-Symmetrierung wird durch die Reihenschaltung eines Kondensators, einer Wechselstrom- bzw. Wechselspannungsquelle sowie zweier entgegengesetzt verschalteter, ruckwärts leitender Gleichrichterschaltungen, welche jeweils eine oder mehrere in Reihe geschaltete Leuchtdioden beinhalten, realisiert. Jede dieser Schaltungsanordnungen liefert zwei auf ein gemeinsames Potenzial (z. B. Masse) bezogene ‚Leuchtdiodenausgänge‘. Es können mehrere dieser Schaltungsanordnungen verwendet werden, sofern mehr als zwei ‚Leuchtdiodenausgänge‘ benötigt werden.

[0186] Die [Fig. 28a](#) und [Fig. 28b](#) zeigen Ausführungen solcher Schaltungsanordnungen. In den beiden Figuren werden die Schaltungstypen VVD und CD dargestellt. Der Schaltungstyp VVD basiert auf einer Spannungsverdopplungsschaltung und der Schaltungstyp CD basiert auf einer einfachen Stromglattungsschaltung.

[0187] Die Funktionsweise der Schaltung gemäß der [Fig. 28a](#) illustrieren die [Fig. 28c](#) bis [Fig. 28e](#). Im Folgenden wird zur Vereinfachung der Erklärung die Annahme getroffen, dass alle Bauelemente ideal seien, d. h. insbes. die Dioden verhalten sich als ideale Schalter.

[0188] Die Quelle Q arbeitet dabei als Stromquelle. Wird von der Quelle Q ein positiver Strom I_i geliefert, so zeigt [Fig. 28c](#) die für die Funktion relevanten Bauelemente: Der Strom I_i fließt durch die Diode D11, teilt sich dann auf C11 und R1 auf, um dann über die zum einfacheren Verständnis eingezeichnete Masseverbindung M, die Diode D22 und den Kondensator C0 zur Quelle zurück zu fließen. Die Last R2 wird während dieses Zeitbereichs durch den Kondensator C2 versorgt. Die Stärke des Stromes $I_i > 0$ hat nur Einfluss auf den Laststrom I_1 , nicht jedoch auf I_2 .

[0189] Fließt kein Strom I_i durch die Quelle Q, so illustriert [Fig. 28d](#), dass die Lasten R1 bzw. R2 von den zugehörigen Kondensatoren C1 bzw. C2 mit Energie versorgt werden. Nachdem die Kondensatorspannungen V1 und V2 positiv sind, teilt sich die jeweilige Kondensatorspannung über den beiden Dioden D11 und D12 bzw. D21 und D22 auf und alle Dioden sperren.

[0190] Die [Fig. 28e](#) zeigt entsprechend die relevanten Bauelemente in dem Fall, dass die Quelle Q einen negativen Strom liefert. Hier ist das Verhalten der beiden Gleichrichter genau umgekehrt: Für Q ist nun effektiv nur GR2 vorhanden wohingegen GR1 nicht sichtbar ist. Die Stärke des Stromes $i_i < 0$ hat nur Einfluss auf den Laststrom I2, nicht jedoch auf I1.

[0191] Aufgrund des Kondensators CO kann durch die Quelle kein Gleichstrom fließen bzw. i_i kann keinen Gleichanteil besitzen, da der Kondensator CO als Blockkondensator oder Symmetrierkondensator wirkt. Nachdem der positive Anteil des Stromes von i_i letztlich den Laststrom I1 bestimmt (da der positive Anteil von i_i von D12 gesperrt wird, muss er durch D11 fließen und da durch C1 kein Gleichstrom fließen kann, muss der zeitliche Mittelwert des positiven Anteils von i_i gleich dem zeitlichen Mittelwert von I1 entsprechen) und der in negative Anteil von i_i den Laststrom I2 bestimmt, müssen die zeitlichen Mittelwerte der Lastströme I1 und I2 gleich groß sein. Es werden also beide Lasten R1 und R2 mit dem gleichen Strom betrieben (Strom-Symmetrierung).

[0192] Die [Fig. 28f](#) stellt beispielhafte Strom- und Spannungsverläufe der Schaltung nach [Fig. 28a](#) dar. Dabei wurden der Einfachheit halber rechteckförmige Stromverläufe angenommen. Zur Illustration wurde ein Tastverhältnis von 2:1 angenommen.

[0193] Für die Darstellung der auftretenden Spannungen in der unteren Hälfte der Abbildung wurde neben der Annahme idealer Bauelemente eine ideale Glättung der Lastströme angenommen, was unendlich große Kondensatoren C1 und C2 bedingt, so dass die Ausgangsspannungen V1 und V2 keine Welligkeit aufweisen. Zudem wurde davon ausgegangen, dass keine Zeitbereiche mit $i_i = 0$ auftreten. Es werden zwei unterschiedlich große Lasten mit $R1 = 3 \text{ Ohm}$ und $R2 = 4 \text{ Ohm}$ angenommen. Damit ergeben sich die Ausgangsspannungen $V1 = I1 \cdot R1 = 2 \cdot 3 = 6 \text{ V}$ und $V2 = I2 \cdot R2 = 2 \cdot 4 = 4 \text{ V}$, sowie die dargestellten zeitlichen Verläufe von V12, V22, V0 und Vi.

[0194] Betrachtet man die Masche {Masse – D12 – Q – C0 – D22 – Masse}, so muss die folgende Maschengleichung erfüllt sein: $V12(t) = V_i(t) + V0(t) + V22(t)$.

[0195] Aus [Fig. 28f](#) geht hervor, dass diese zu jedem Zeitpunkt, und damit auch für die gestrichelt eingetragenen zeitlichen Mittelwerte (mit Überstrich gekennzeichnet), erfüllt ist.

[0196] Vorteilhafterweise wird die Wechselstrom- bzw. Wechselspannungsquelle durch die Sekundärwicklung eines Transformators gebildet, da dies eine besonders einfache Möglichkeit ist, eine potenzialfreie Quelle zu erzeugen.

[0197] Die [Fig. 28g](#) zeigt das Prinzipschaltbild einer Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der beiden Lastströme I1 und I2 durch die sich einstellende Gleichspannung V0 über dem Kondensator C0 im Versorgungsspannungspfad bei einem rückwärts sperrendem Gleichrichter GR1 und einem vorwärts sperrendem Gleichrichter GR2 mit einfachem Spannungsausgang (Schaltungstyp VD) in Parallelschaltung. Der Kondensator C0 unterdrückt einen Gleichstromanteil im Versorgungsstrom i_i . Da Vi eine reine Wechselspannungsquelle ist, kann die Summe aus der Spannung über der Wechselspannungsquelle Vi und der Spannung über dem Kondensator C0 einen Gleichanteil enthalten. Dieser Anteil entspricht der tatsächlichen Spannungsdifferenz der beiden Gleichrichter GR1 und GR2. Da ein Gleichrichter vorwärts sperrt und der andere Gleichrichter rückwärts sperrt, wird jeder Gleichrichter jeweils mit einer Halbwelle des Wechselstroms i_i versorgt. Durch den Gleichanteil der Spannungen Vi + V0 wird auch eine unterschiedliche Leistung in den beiden Betriebssträngen zugelassen, so dass der Strom in beiden Strängen gleich groß sein kann. Würde z. B. der Strom I11 im ersten Betriebsstrang im Mittel größer werden als der Strom I21 im zweiten Betriebsstrang, so würde sich der Kondensator C0 entladen und die Spannung V0 sinken, so dass auch die Spannung V1 sinken und gleichzeitig die Spannung V2 betragsmäßig steigen würde, was dem unterschiedlichen Stromfluss entgegenwirkt und somit die Stromhohen symmetriert.

[0198] [Fig. 28k](#) zeigt das Prinzipschaltbild einer Schaltungsanordnung zur Symmetrierung der beiden Lastströme I1 und I2 durch die sich einstellende Gleichspannung V0 über dem Kondensator C0, der zwischen die Spannungsquelle und das Bezugspotenzial geschaltet ist, bei einem rückwärts und einem vorwärts sperrendem Gleichrichter mit einfachem Spannungsausgang (Schaltungstyp VD) in Parallelschaltung. Die Funktionsweise dieser Schaltungsanordnung ist gleich der Funktionsweise der Schaltungsanordnung gemäß der [Fig. 28g](#). Hier ist lediglich der Kondensator C0 an einer anderen Stelle im Strompfad eingefügt, was aber die Wirkungsweise nicht beeinträchtigt.

[0199] Die [Fig. 28h](#) zeigt das Phasenschaltbild der [Fig. 28k](#) für den Fall $I_i > 0$, die [Fig. 28i](#) zeigt das Phasenschaltbild der [Fig. 28k](#) für den Fall $I_i = 0$, und die [Fig. 28j](#) das Phasenschaltbild der [Fig. 28k](#) für den Fall $I_i < 0$. Die jeweils sperrenden Dioden sind durch eine Leitungsunterbrechung gekennzeichnet, die jeweils leitenden Dioden sind ordnungsgemäß dargestellt. Im Fall $I_i = 0$ ist die Spannungsquelle durch eine weitere Leitungsunterbrechung gekennzeichnet.

[0200] Werden mehr als zwei Leuchtdiodenausgänge benötigt, verwendet man vorteilhafter Weise

- mehrere Transformatoren, die primarseitig in Reihe geschaltet sind, die insbesondere bei stark unterschiedlichen Lasten bzw. Leuchtdioden möglichst ideale Eigenschaften aufweisen,
- einen Transformator mit mehreren Sekundärwicklungen, und insbesondere bei stark unterschiedlichen Lasten bzw. Leuchtdioden zusätzliche stromkompensierte Drosseln, die die Sekundärströme untereinander symmetrieren,
- eine Kombination aus den Punkten a) und b).

[0201] Primarseitig wird der Transformator durch eine der üblichen leistungselektronischen Schaltungen, beispielsweise einen Halbbrücken-, Vollbrücken-, Gegentakt- oder Class-E-Wandler angesteuert. Vorteilhafterweise handelt es sich hierbei um eine schaltentlastete Schaltung, die das ZVS- oder ZCS-Prinzip nutzt.

[0202] Eine Integration mehrerer induktiver Bauelemente (Trafos, stromkompensierter Drosseln oder eine Kombination von solchen Bauelementen) in ein Bauelement erscheint aufgrund der möglichen Reduktion der Baugröße des Gerätes wie auch in der Komplexität in der Fertigung, Prüfung und Beschaffung besonders vorteilhaft. Insbesondere beim Schaltungstyp CD können zudem die erforderlichen Induktivitäten (z. B. L1, L2 in [Abb. 2b](#)) ebenfalls mit integriert werden (z. B. mit dem erforderlichen Transformator). Auch eine Integration der Symmetrierungs-Kondensatoren (z. B. C0) mit magnetischen Bauelementen in einem gegebenenfalls monolithisch integrierten Bauelement z. B. in LTCC-Technik ist möglich und konnte je nach Anwendung und Anforderungen an das Produkt (z. B. Automotive-Applikation) eine weitere Volumen und Kosten-Reduktion ermöglichen.

[0203] Die Gleichrichterschalter können als Synchrongleichrichter ausgeführt werden, insbesondere können die in der Schaltung ohnehin vorhandenen Transformatoren für die Ansteuerung der Halbleiterschalter des Synchrongleichrichters verwendet werden.

[0204] Die [Fig. 29a](#), [Fig. 29b](#), [Fig. 29c](#) und [Fig. 29d](#) und die [Fig. 30a](#), [Fig. 30b](#), [Fig. 30c](#) und [Fig. 30d](#) zeigen einen Schaltungsaufbau, bei dem in allen Fällen eine ZVS-betriebene Halbbrücke mehrere Leuchtdioden bzw. Leuchtdiodenstränge mit dem gleichen Strom versorgt. Je nach Auslegung kann der Kondensator Cr2 vorhanden sein. In den [Fig. 29a](#), [Fig. 29b](#), [Fig. 29c](#) und [Fig. 29d](#) werden gemäß der obigen Aufzählung unter Punkt a) mehrere Transformatoren verwendet, wohingegen die [Fig. 30a](#), [Fig. 30b](#), [Fig. 30c](#) und [Fig. 30d](#) jeweils eine Schaltung gemäß Punkt b) angibt. Die Schaltungen nach den [Fig. 29a](#), [Fig. 30a](#) basieren auf dem Schaltungstyp VVD (analog zu [Fig. 28a](#)), wohingegen die Schaltungen nach den [Fig. 29b](#), [Fig. 30b](#) auf dem Schaltungstyp CD (analog zu [Fig. 28b](#)) beruhen. Die [Fig. 29c](#) und [Fig. 30c](#) zeigen Schaltungen, die auf dem Schaltungstyp VD analog der [Fig. 28k](#) basieren, wohingegen die [Fig. 29d](#) eine Mischform darstellt, bei der jede Gruppe zweier an eine Sekundärwicklung eines Transformators Tr1 ... Tr3 angeschlossenen Gleichrichter jeweils nach einem der oben beschriebenen Schaltungstypen arbeitet, die Gruppe an Transformator TR1 nach dem Schaltungstyp CD, die Gruppe an Transformator TR2 nach dem Schaltungstyp VVD, und die Gruppe an Transformator TR3 nach dem Schaltungstyp VD. Bei der [Fig. 30d](#) ist die Situation analog zu [Fig. 29d](#), lediglich wird ein gemeinsamer Transformator mit einer Primärwicklung und drei Sekundärwicklungen verwendet, bei denen die Gruppe an der ersten Sekundärwicklung (von oben gezählt) nach dem Schaltungstyp CD, die Gruppe an der zweiten Sekundärwicklung nach dem Schaltungstyp VVD, und die Gruppe an der dritten Sekundärwicklung nach dem Schaltungstyp VD arbeitet.

[0205] In allen Figuren wurden Leuchtdioden oder Leuchtdiodenstränge als Last der Gleichrichter GR dargestellt, die mit der Kathode auf GND liegen. Dies muss nicht zwingend der Fall sein – es kann auch die Anode bei entsprechender Schaltungsanpassung auf GND gelegt werden. Dies könnte insbesondere dann von Vorteil sein, wenn die Gehäuse der verwendeten LEDs jeweils mit der Anode des LED-Chips verbunden sind, da dann alle LED-Gehäuse auf einen gemeinsamen elektrisch mit Masse verbundenen Kühlkörper gelegt werden können, was zu einer besonders guten Kühlung der Leuchtdioden führt.

[0206] [Fig. 31](#) zeigt einen Schaltungsaufbau bei dem ein Transformator mit zwei Sekundärwicklungen, entsprechend dem Punkt b) in der obigen Aufzählung, zum Betrieb von 4 Leuchtdiodenausgängen verwendet wird. Mittels der stromkompensierten Drossel Tr12 wird die Symmetrierung der beiden Sekundärströme si-

chergestellt. Zum Dimmen der LEDs werden die elektronischen Schalter S11 bis S41 mit einem PWM-Signal angesteuert. Die nachfolgende Tabelle 1 zeigt die Verhältnisse bei 0% bzw. 100% Tastgrad der Schalter.

[0207] Als Signalquelle Q diene eine Funktionsgenerator mit $f = 50 \text{ kHz}$. Die Widerstände R1 bis R4 sind zur Strommessung, jedoch für die eigentliche Funktion nicht erforderlich. Es wurden folgende Bauelemente verwendet:

Tr1: Trafo 1:1:1, $L_p = L_{s1} = L_{s2} = 1 \text{ mH}$, $f_{res} = 750 \text{ kHz}$, $R_{DC} < 1R0$

Tr12: Stromkompensierte Drossel EPCOS B82721-K2701-N20, $2 \times 10 \text{ mH}$, $2 \times 0R60$ typ. RDC

Alle Dioden: SS34 (3 A, 40 V, Schottky)

Weißleuchtdioden

alle Kondensatoren: 10 μF , 25 V, X7R, TDK

R1 ... R4: 10R, 1%, 0805

[0208] [Fig. 32](#) zeigt den „vorderen“ Teil der Schaltung nach [Fig. 31](#), allerdings wird nun als Generator ein Klasse-E-Wandler verwendet. Dieser hat den Vorteil mit einem einzigen Leistungstransistor Q1 auszukommen und zudem wird dieser mit ZVS (Nullspannungsschalten) betrieben. Entgegen des üblichen Nachteils des Klasse-E-Wandlers eine mit anderen Schaltungstopologien sehr hohe Schalterspitzenspannung zu erfordern, ist dieser Nachteil hier etwas abgemildert, da die Gleichrichter bzw. die Leuchtdioden aufgrund ihres nicht-linearen Verhaltens eine Abflachung der Drain-Schwingung bewirken, so dass ein Transistor mit geringerer maximal zulässiger Drain-Spannung verwendet werden kann, als man dies für eine vergleichbare ohmsche Last erwarten würde.

[0209] Die in der Tabelle 1 dargestellten Messwerte konnten auch mit dieser Quelle analog gemessen werden. Es wurden folgende Bauelemente verwendet:

Q1: IRFR110

DQ: nicht bestückt (optional, wenn ein MOSFET als Q1 verwendet wird, da dann bei Nicht-Bestückung die Body-Diode Funktion übernimmt; zwingend erforderlich, wenn Q1 ein Bipolar-Transistor oder IGBT ist)

RG: 10 R, 1%, 0805

CR: 1 nF, 100 V

CS: 10 μF , 25 V, X7R, TDK

Gebrückte Leuchtdioden								Messwerte									
Q11	Q12	Q21	Q31	Q41	Q42	Q43	Σ	V1 [V]	V2 [V]	V3 [V]	V4 [V]	U_C10 [V]	U_C20 [V]	I1 [mA]	I2 [mA]	I3 [mA]	I4 [mA]
1	0	1	1	1	0	0	4	2.796	2.801	2.756	2.911	0.0015	-0.1	0.04	0.04	0.03	0.07
1	0	1	1	1	0	0	4	3.396	3.456	3.451	3.418	-0.0071	-0.0057	1.28	1.27	1.25	1.31
1	0	1	1	1	0	0	4	3.777	3.844	3.856	3.79	-0.0153	0.04	8.22	8.21	8.18	8.26
1	0	1	1	1	0	0	4	4.581	4.663	4.754	4.565	-0.024	0.177	33.20	33.21	33.16	33.27
0	0	1	1	1	1	0	4	0.3337	4.654	4.745	8.919	-2.138	-1.99	33.30	33.00	32.98	33.00
0	0	1	1	1	1	1	5	0.2297	4.341	4.469	12.36	-2.002	-4.08	22.92	22.61	22.67	22.57
0	0	1	0	1	1	1	4	0.3387	4.674	0.3386	13.09	-2.154	-6.55	33.79	33.53	33.81	33.47
1	0	1	0	1	1	1	5	4.308	4.381	0.2435	12.44	0.0425	-6.31	23.95	23.97	24.31	23.92
1	0	1	1	0	0	0	3	4.185	4.253	4.357	0.2027	-0.3698	2.22	19.90	19.92	19.88	20.21
0	0	1	1	0	0	0	2	0.2161	4.298	4.412	0.2166	-2.043	2.16	21.58	21.37	21.34	21.60
0	0	1	0	0	0	0	1	0.2482	4.401	0.2476	0.2486	-2.077	0.0028	24.77	24.55	24.73	24.79

[0210] Die folgenden Figuren betrachten eine dritte Variante der Stromsymmetrierung.

[0211] Auch in dieser Ausführungsform wird ein quasi-paralleler Betrieb von mehreren Leuchtdioden und/oder mehreren LED-Strängen mittels eines DC/DC-Wandlers vorgeschlagen, wobei die Stromstärken des durch die Leuchtdioden fließenden Stroms näherungsweise identisch sind. Es muss lediglich auf den Strom in einer Leuchtdiode bzw. in einem Strang von Leuchtdioden geregelt werden. Der Wandler besitzt ein Stromverteilungsnetzwerk welches eine oder mehrere stromkompensierte Drosseln in einer prinzipiellen Verschaltung gemäß [Fig. 1](#) enthält. Um die gewünschte Funktionsweise des Stromverteilungsnetzwerkes garantieren zu können, wird vorgeschlagen, das Stromverteilnetzwerk mit Kondensatoren zu erweitern, so dass sich Resonanzzellen aus Stromkompensierten Drosseln und Kondensatoren ergeben, wie dies in den [Fig. 34](#) bis [Fig. 36](#) dargestellt ist. Die zusätzlichen Kondensatoren unterbinden einen Gleichstromfluss durch die stromkompensierten Drosseln, so dass die stromkompensierten Drosseln nur von Wechselstrom durchflossen werden was zumindest in jedem Nulldurchgang des Stromes eine vollständige Abmagnetisierung der Drosseln ermöglicht, was für deren Funktionsweise von entscheidender Bedeutung ist.

[0212] Gehen die Ströme durch alle Wicklungen der stromkompensierten Drosseln periodisch auf Null zurück, so hat dies die gewünschte gute Symmetrierung der Leuchtdiodenströme zur Folge, da dann die stromkompensierten Drosseln im Stromverteilnetzwerk in der gewünschten Weise wirken. Die Funktionsweise von stromkompensierten Drosseln beruht darauf, dass jede Wicklung der Drossel eine sehr hohe Impedanz aufweist. Durch entsprechende Stromflüsse in beiden Wicklungen heben sich die generierten magnetischen Flüsse im Kern und damit die hohen Impedanzen gegenseitig auf. Für eine gute Funktion einer stromkompensierten Drossel sind daher hohe Induktivitätswerte der Wicklungen erforderlich, weshalb üblicherweise Kerne aus hochpermeablem Magnetmaterial ohne Luftspalt zum Einsatz kommen, die verhältnismäßig geringe Sättigungsströme bedingen. Um eine Sättigung des magnetischen Kern der stromkompensierten Drossel aufgrund eines dauerhaften Gleichstroms zu vermeiden wird daher eine periodische Stromfreiheit der beiden Wicklungen im Sinne der Erfindung realisiert.

[0213] Die bisher beschriebene Strom-Symmetrierung mittels stromkompensierter Drosseln ist insbesondere dann anwendbar, sofern ein periodischer Stromfluss vorliegt bzw. erzeugt wird, der – wie bereits erwähnt – immer wieder auf null zurückgeht. Mit sehr vielen geschalteten leistungselektronischen Schaltungen lassen sich derartige Stromflüsse erzeugen. So kann die in den bisherigen Figuren dargestellte Wechselstromquelle durch einen beliebigen Wechselrichter realisiert werden. Diesem folgen Gleichrichter, um die Leuchtdioden mit einem Gleichstrom mit möglichst geringer Welligkeit zu versorgen.

[0214] [Fig. 33](#) zeigt eine solche prinzipielle Wandleranordnung mit stromkompensierter Drossel L_{cm} als Stromverteilnetzwerk die als Gleichspannungswandler aufgefasst werden kann. Es sind unterschiedlichste Arten von Gleichspannungswandlern, basierend auf hoch- und/oder tiefsetzenden Wandlerkonzepten bekannt, die sich mit Stromverteilnetzwerken zum Betrieb von Leuchtdioden modifizieren lassen.

[0215] Erfindungsgemäß werden Wandlerstrukturen verwendet, die keinen Gleichstrompfad durch die stromkompensierte Drossel aufweisen, d. h. die arithmetische Mittelwerte der Ströme I_{cm1} und I_{cm2} in [Fig. 1](#) sind aufgrund schaltungstechnischer Maßnahmen Null. Als gleichstromunterbindende Bauelemente werden insbesondere mindestens 2 Kondensatoren jeweils in Reihe zu einem der drei Anschlüsse der stromkompensierten Drossel verwendet. Das heißt die erfindungsgemäße Realisierung weist eine der in [Fig. 34](#) dargestellten Möglichkeiten A) bis C) als Bestandteil des Wandlers auf.

[0216] Die in [Fig. 34](#) dargestellten Resonanzzellen enthalten mindestens 2 Kondensatoren, können dabei Teil der Wechsel- oder Gleichrichter sein und können neben der Gleichstrom unterbindenden Funktion weitere Funktionen im zugehörigen Wechsel- oder Gleichrichter wahrnehmen. In einem Halbbrücken-Wechselrichter kann der Kondensator die Aufgabe des Resonanzkondensators besitzen. In Gleichrichtern des Typs unsymmetrischer Verdoppler oder Kaskadenschaltungen ist dieser Kondensator der Eingangskondensator bzw. der erste Kondensator der Schubsäule.

[0217] Die Vereinigung der Möglichkeiten A) bis C) aus der [Fig. 34](#) ist in einer [Fig. 35](#) dargestellt, wobei die stromkompensierte Drossel durch die Ersatzschaltung aus zwei fest gekoppelten (mit einem Kopplungsfaktor von eins) Induktivitäten L_{t1} und L_{t2} und den beiden Streuinduktivitäten L_{s1} und L_{s2} dargestellt ist. Einer der beiden Kondensatoren $C1$ bis $C3$ kann – wie oben bereits ausgeführt – entfallen, ohne dass hierdurch die inhärente Gleichstromfreiheit durch die beiden Wicklungen der stromkompensierten Drossel beeinflusst werden. Diese Gleichstromfreiheit wird auch nicht durch weitere, beliebig in der Schaltung einfügbare Kondensatoren beeinflusst. So zeigt die [Fig. 35](#) noch optionale Kondensatoren C_r (gestrichelt), die beispielhaft gegen Masse geschaltet dargestellt sind. Diese Kondensatoren sind vorteilhafterweise Resonanzkondensatoren, die zusammen mit den Streuinduktivitäten L_{s1} und L_{s2} wirken und beispielsweise für die Schallentlastung innerhalb des Wandlers genutzt werden können.

[0218] Weitere Abwandlungen der Resonanzzellen (auch als „Building Blocks“ bezeichnet) sind zulässig, sofern die Gleichstromfreiheit nicht beeinträchtigt wird. Daher können neben zusätzlichen Kondensatoren auch beliebige Bauelemente in Reihe zu den Wicklungen der stromkompensierten Drossel und den Kondensatoren geschaltet werden. Insbesondere ist die Reihenschaltung der Wicklungen einer oder mehrerer weiterer stromkompensierter Drosseln sinnvoll, sofern der Wandler mehr als zwei Ausgänge besitzen soll. Die [Fig. 36](#) zeigt einen für die Praxis relevanten Fall eines sehr allgemeinen Building Blocks.

[0219] Die [Fig. 37](#) zeigt die Schaltung gemäß der [Fig. 2](#), die ebenfalls die Resonanzzellenstruktur enthält. Diese wurde zur Illustration eingezeichnet und mit CCC1 gekennzeichnet. Nachdem die Schaltungen gemäß den [Fig. 3](#) und [Fig. 5](#) auf dem gleichen Schaltungsprinzip basieren, enthalten auch diese die entsprechende Konfiguration.

[0220] Weitere Beispiele für Wandler die eine solche Konfiguration enthalten sind neben den in [Fig. 8d](#) angegebenen Halbbrückenwandler auch der in [Fig. 8e](#) angegebene Class-E-Wandler.

[0221] Die [Fig. 38](#) zeigt einen ZVS-Halbbrückenwandler der die Streuinduktivitäten der stromkompensierten Drosseln als Resonanzinduktivität nutzt.

[0222] Die folgenden Figuren betrachten eine weitere Variante der Stromsymmetrierung mehrerer Leuchtdiodenstränge mit multiresonanten Zellwandlern.

[0223] Die [Fig. 39a](#), [Fig. 39b](#) und [Fig. 39c](#) zeigen die Grundschaltungen eines Tiefsetzstellers oder Buck-Wandlers ([Fig. 39a](#)), eines Hochsetzstellers oder Boost-Wandlers ([Fig. 39b](#)) und eines Cúk-Wandlers ([Fig. 39c](#)). Letzterer kann im Gegensatz zu den ersten beiden Wandlern Ausgangsspannungen produzieren, deren Betrag kleiner oder größer als seine momentane Eingangsspannung sein kann. Alle drei Topologien gehören zur Gruppe der Einzelschalter-Gleichspannungswandler. Dargestellt ist jeweils ihre hart schaltende Variante, deren Wechselrichterschalter nach bekannten Pulsweitenmodulationsverfahren angesteuert werden. Nicht dargestellt sind jeweils die Details zur Ansteuerung des Wechselrichterschalters Q1 bzw. S1 und zur Reglerstruktur, die bestimmte Ausgangsgrößen zur Ansteuerung des Wechselrichters zurückführt. Der Strommesswiderstand R_S ist angedeutet.

[0224] Ferner sind gestrichelt angedeutet diejenigen Positionen (C1, Lcm1, C11), an denen die (mindestens) drei Resonanzelemente hinzugefügt werden müssen, um obige hartschaltenden Grundtopologien in ihre doppelt nullspannungsschaltenden (Double ZVS) multiresonanten Äquivalente abzuändern. Äquivalente deshalb, weil ein multiresonanter Buck-Wandler nur tiefsetzen kann, ein multiresonanter Boost-Wandler nur hochsetzen kann und ein multiresonanter Cúk-Wandler eben beides kann. Solche Schaltungen sind besonders dann sinnvoll, wenn unvermeidliche Streuinduktivitäten vorliegen und gleichzeitig hoher Wirkungsgrad, hohe Baudichte sowie eine gute elektromagnetische Verträglichkeit gefordert sind: Die Streuinduktivitäten bilden den induktiven Teil eines Resonanzkreises, der auf die Betriebsfrequenz abgestimmt ist.

[0225] Jede stromkompensierte Drossel hat auch einen nicht kompensierten Streuanteil, auf dieser Tatsache beruht die Erfindung. Um die Schaltungsanordnung gemäß der [Fig. 39c](#) für mehrere Leuchtdiodenstränge weiterzubilden ist die Stromkompensierte Drossel dort einzufügen, wo der Cúk-Wandler als Voraussetzung für das Nullspannungsschalten eine Induktivität benötigt, also z. B. an der Stelle der Induktivität Lcm1.

[0226] Gemäß der Erfindung werden die Streuinduktivitäten der mindestens einen stromkompensierten Drossel dazu verwendet, Resonanzkreise zu erzeugen, die es erlauben, die Leistungsschalter innerhalb der Wandlerschaltungen schaltentlastet zu betreiben.

[0227] Es wird ein quasi-paralleler Betrieb von mehreren Leuchtdioden und/oder mehreren Leuchtdiodensträngen mittels eines Wandlers vorgeschlagen, der nur einen Wechselrichter besitzt, und wobei alle Leuchtdioden vom gleichen Strom durchflossen werden. Es muss lediglich auf den Strom in einer Leuchtdiode bzw. in einem Strang von Leuchtdioden geregelt werden.

[0228] Oben genannter gemeinsamer Wechselrichter besteht hier grundsätzlich aus nur einem elektronischen Leistungsschalter und mindestens einer Speicherinduktivität. Der Leistungsschalter kann eine ungesteuerte antiparallele Diode (Inversdiode) enthalten, und wird mittels einer speziellen frequenzvariablen und zustandsabhängigen PWM angesteuert. Die oben genannte Stromkompensierte Drossel ist dabei ausdrücklich nicht als Speicherinduktivität anzusehen. Damit kommen als grundsätzliche Wandlertopologien alle sechs bekannten Einzelschalter-Gleichspannungswandler in Frage, der Buck-, der Boost-, der Drosselinvers-, der Cúk-, der Zeta- und der SEPIC-Converter.

[0229] Die erfindungsgemäß mehreren Gleichrichter enthalten genauso viele Dioden, wie Leuchtdiodenstränge vorgesehen sind. Also sind bei N Leuchtdiodensträngen genau N Gleichrichterdioden aufzufinden. Die Anzahl der schon erwähnten Speicherinduktivitäten beträgt in Buck-, Boost- oder Drosselinvers-Topologie ebenfalls genau N, in Cúk-, SEPIC- oder Zeta-Topologie $N + 1$. Deren Induktivitätswerte sind im betrachteten Multi-Output-Wandler in etwa gleich. Im Gegensatz zu manchen speziellen Einzelschalter-Gleichspannungswandlern, beispielsweise solchen mit Eingangs- oder Ausgangs-Ripplestromkompensation, darf bei den hier vorgestellten inhärent stromsymmetrierenden Multi-Output-Wandlern keine dieser Speicherinduktivitäten mit einer der anderen Speicherinduktivitäten gekoppelt sein.

[0230] Im Unterschied zu obigen Ausführungsformen arbeiten alle hier vorgestellten Wandler in allen ihren Zweigen im „Double ZVS Multiresonant Conduction Mode“. Vorteilhaft an dieser Betriebsweise ist die resonante Schaltentlastung aller Schaltflanken aller beteiligten Gleichrichterioden sowie der Einschaltflanke des Wechselrichterschalters. Ferner kann bei den drei Wandlern mit Stromausgang (Buck, Cúk und Zeta) zur Speisung von Leuchtdioden der sonst übliche Ausgangsfilterkondensator weggelassen werden, was insbesondere die Regelbarkeit eines möglichen übergeordneten Beleuchtungssystems erleichtert.

[0231] Die oben schon erläuterten Resonanzzellen spielen auch hier eine Schlüsselrolle. Bei N vorgesehenen inhärent stromsymmetrierenden Ausgängen umfasst die Resonanzzelle zusätzlich zur mindestens einen stromkompensierten Drossel mindestens N Kondensatoren in Reihe zu den Anschlüssen der stromkompensierten Drossel.

[0232] Erfindungsgemäß wird die stromkompensierte Drossel immer dort eingefügt, wo bei der Überleitung eines hartschaltenden CCM- in einen multiresonanten Doppel-ZVS-Einzelschalterwandler die zusätzliche Resonanzinduktivität verschaltet wird. Die links oder rechts davon erforderlichen Serienkondensatoren sind in der vorgesehenen Wandlertopologie entweder schon vorhanden, oder sie werden ebenfalls neu hinzugefügt als N Resonanzkondensatoren jeweils parallel zu einer der N Gleichrichterioden. Wenn auch nicht direkt ersichtlich, bleibt die Serienschaltung zur stromkompensierten Drossel auch in dieser Konfiguration bestehen. Die Kapazität dieser neuen N „Gleichrichteriodenkondensatoren“ ist jeweils ungefähr gleich. Schließlich wird parallel zum Wechselrichterschalter noch ein weiterer Resonanzkondensator, der sogenannte Wechselrichteriodenkondensator, geschaltet. Das Kapazitätsverhältnis zwischen diesem Wechselrichteriodenkondensator und der Summe aller N Gleichrichteriodenkondensatoren bildet ein wichtiges Designkriterium für diese multiresonanten Wandler.

[0233] Bei N Gleichrichterioden innerhalb der betrachteten Wandlertopologien für N stromsymmetrierende Ausgänge sind immer – wie oben schon beschrieben – mindestens N Speicherinduktivitäten vorhanden. Zusätzlich werden immer entsprechend viele Block- oder Filterkondensatoren verwendet, die sich dann auch auf die unterschiedlichen Ausgangsspannungen pro Zweig unterschiedlich aufladen können. Da die jeweilige Ausgangsspannung sich in der Sperrspannung der zugehörigen Gleichrichterioden widerspiegelt, ist zusätzlich zur Freiheit, pro Ausgangszweig einen unabhängigen Kondensator sich individuell aufladen lassen zu können, die „wechselspannungsmaßige Elastizität“ durch mindestens N unabhängige Speicherinduktivitäten die zweite Grundvoraussetzung für inhärente Stromsymmetrierung in den multiresonanten Einzelschalter-Gleichspannungswandlern. Da analog zu den Gleichrichterioden auch über diesen Speicherinduktivitäten die Spannungen pro Zweig unterschiedlich sein können, dürfen diese Speicherinduktivitäten, wie oben schon erwähnt, weder untereinander noch mit einer evtl. vorhandenen Eingangsspeicherinduktivität verkoppelt sein.

[0234] Es ergeben sich schaltentlastete Wandler, in welchen sowohl der Schalter S als auch die Dioden schaltentlastet, vorzugsweise beide nullspannungsgeschaltet, betrieben werden. Dies führt zu einer Reduktion der Verluste, insbesondere der Schaltverluste, wesentlich geringeren elektromagnetischen Störungen, und wegen der kleineren nötigen EMV-Filter zu einem höheren Gesamtwirkungsgrad der betrachteten Schaltung. Aufgrund der stark reduzierten Schaltverluste lassen sich diese Wandler mit höherer Schaltfrequenz betreiben, was wiederum zu einer Reduktion der Baugrößen der Energiespeicher, also der Drosseln und Kondensatoren führt und damit Wandler mit geringerem Bauvolumen ermöglicht. Im Gegensatz zu den pulsweitenmodulierten Wandlern, welche die Ausgangsbasis bilden, werden die multiresonanten Wandler nicht mit konstanter, sondern mit veränderlicher Frequenz zu Regelung der Ausgangsleistung betrieben, was wiederum zur Verbesserung ihrer EMV beiträgt.

[0235] Die [Fig. 40](#) zeigt einen, wie oben beschrieben erweiterten multiresonanten Cúk-Wandler. Dabei wurde die Schaltung gemäß der [Fig. 39c](#) um die Resonanzelemente C1, C11 und C21 erweitert, die sich parallel zu dem nullspannungsgeschalteten Schalter S und den Dioden D10 und D20 befinden. Die Induktivitäten für die Resonanzkreise, welche das entlastete Schalten bewerkstelligen, sind als stromkompensierte Drossel in Form der beiden Streuinduktivitäten Ls1 und Ls2 ausgebildet. Die Blockkondensatoren C10 und C20 bilden mit Lcm1 eine Resonanzzelle. Die folgende Tabelle zeigt eine beispielhafte Dimensionierung sowie die Betriebsdaten, welche mit den Strom- und Spannungsverläufen gemäß Abbildung 3 korrespondieren:

Ci	10 μ F
L1	500 μ H
S1, D1	IRFR120N (MOSFET und dessen Body-Diode)
C1	50 nF

Lcm1	Lt1 = Lt2 = 10 mH, Ls1 = Ls2 = 100 uH
C10, C20	10 µF
D10, D20	Schottky Diode SS36
L10, L20	100 µH
C11, C12	8 nF
C12, C22	10 µF
D11	eine weiße LED, Typ OSRAM Dragon
D21	Reihenschaltung zwei weiße LEDs, Typ wie D11

Betriebsdaten des Cúk-Wandlers:

Vi	18 V
f	100 kHz
D	50%
Io1	-737 mA
Io2	-743 mA

[0236] Gemäß der seit 1988 bekannten Theorie der Einzelschalter-Gleichspannungswandler sind die äußeren Größen sowie alle Strom- und Spannungszeitverläufe im inneren der sogenannten Wandlerzelle (bestehend aus S1, D1, C1, Lcm1, D10, C11, D20, C21) eines Cúk-Wandlers annähernd identisch mit denen eines Drosselinvers-, SEPIC- oder Zeta-Wandlers, wenn besagte Wandlerzelle gleich dimensioniert ist und S1 gleichermaßen angesteuert wird. Daher kann auf die separate Dimensionierung und Simulation dieser drei anderen Topologien (siehe die [Fig. 42](#), [Fig. 43](#) und [Fig. 48](#)) verzichtet werden.

[0237] Diese Wandlertheorie ermöglicht es auch, bei gleicher Dimensionierung besagter Wandlerzelle und annähernd gleichen Zeitverläufen in dieser Wandlerzelle die äußeren Größen eines rein tiefsetzenden oder eines rein hochsetzenden Wandlers zu berechnen. Die folgende Tabelle zeigt die entsprechenden Ergebnisse für die sogenannten „zellgleichen“ Buck- und Boost-Wandler. Dabei entsprechen die Ausgangsspannungen des Tiefsetzers denjenigen des Cúk-Wandlers, jedoch bei höheren LED-Stromen und höherer Eingangsspannung. Im multiresonanten Hochsetzer stimmen die Eingangsspannung und die mittleren LED-Strome mit denen des Cúk-Wandlers überein, allerdings erzeugt ein solcher Hochsetzer dann im Mittel 24 V an seinen Ausgängen.

Betriebsdaten Buck multiresonant

Vi	24 V
f	100 kHz
D	50%
Io1	0,98 A
Io2	0,94 A

Betriebsdaten Boost multiresonant

Vi	18 V
f	100 kHz
D	50%
Vo mittl.	24 V
Io mittl.	740 mA

[0238] [Fig. 42](#) zeigt einen multiresonanten SEPIC-Wandler mit zwei sich inhärent symmetrierenden Ausgängen. Den entsprechenden multiresonanten Zeta-Wandler zeigt die [Fig. 43](#). Hierzu sind zu allen Schaltern (d. h. Transistoren und Dioden) entsprechende Kapazitäten parallel zu schalten, so dass sich zusammen mit den

Streuinduktivitäten der stromkompensierten Drossel die Resonanzzelle mit den entsprechenden Resonanzkreisen für die Schaltentlastung ergibt.

[0239] Die [Fig. 44](#) zeigt einen Class-E-Wandler mit hartschaltenden Gleichrichterioden am Ausgang. Diese wurden ebenfalls durch das Hinzufügen entsprechender paralleler Kapazitäten in einen entsprechenden Multiresonanten Class-E-Wandler gemäß der [Fig. 45](#) überführt.

[0240] Auffällig ist die Ähnlichkeit dieser [Fig. 45](#) zu [Fig. 40](#): Der einzige sichtbare Unterschied ist die Polung der Gleichrichterioden. Im Gegensatz zum Cúk-Wandler sind im Class-E-Wandler der Wechselrichter-kondensator C1 und ein resonantes Anpassungsnetzwerk vor dem Gleichrichter, das hier exakt aus der Resonanzzelle besteht, schon immer feste Schaltungsbestandteile gewesen, weshalb aus einem annähernd idealen Sinusstrom heraus gleichgerichtet wird, was natürlich in beiden Polaritäten geschehen kann. Nicht sichtbar ist, dass im Class-E-Wandler die Kondensatoren C10 und C20 deutlich kleinere Kapazitäten haben als im Cúk-Wandler, da sie in ersterem ja als Resonanzelemente wirken sollen, in letzterem „nur“ als Blockkondensatoren.

[0241] [Fig. 46](#) zeigt den multiresonanten, inhärent stromsymmetrierenden Buck-Wandler oder Tiefsetzsteller, [Fig. 47](#) den entsprechenden Boost-Wandler oder Hochsetzsteller, [Fig. 48](#) schließlich den entsprechenden Drosselinverswandler.

[0242] [Fig. 49](#) zeigt einen multiresonanten Cúk-Wandler mit 4 inhärent stromsymmetrierenden Ausgängen in Baumschaltung der drei stromkompensierten Drosseln. In der dargestellten Weise ist die Strombelastung zwischen Lcm1 ... Lcm3 im Mittel ausgeglichen, jedoch „sehen“ die beiden mittleren Ausgangszweige auf jeden Fall mehr Serieninduktivität als die beiden äußeren. Dies lässt sich beheben, indem die Punkte C und D sowie die Punkte E und F jeweils kurzgeschlossen werden, und indem die beiden Verbindungen zwischen G und C sowie zwischen H und F weggelassen werden. Dann ist allerdings zu beachten, dass Lcm1 mit der doppelten Strombelastung konfrontiert ist im Vergleich zu den beiden nachgeschalteten stromkompensierten Drosseln Lcm2 und Lcm3. In [Fig. 50](#) ist ein multiresonanter Cúk-Wandler mit drei Ausgängen und symmetrischer Ringschaltung der drei stromkompensierten Drosseln dargestellt, in [Fig. 51](#) schließlich ein multiresonanter Cúk-Wandler mit zwei Ausgängen und drei stromkompensierten Drosseln, die so verschaltet sind, dass sich die Ströme zwischen Ausgang 1 und 2 im Verhältnis 3:5 aufteilen. Hier ist zu beachten, dass sich die Strombelastungen der drei stromkompensierten Drosseln Lcm1, Lcm2 und Lcm3 im Verhältnis 4:2:1 einstellen. Das Verhältnis zwischen den Kapazitäten von C11 und C21 muss ebenfalls 3:5 betragen, das zwischen den Kapazitäten der Blockkondensatoren C10 und C20 kann 3:5 betragen, das zwischen den Filterinduktivitäten L10 und L20 kann umgekehrt 5:3 betragen. Ohne dies durch weitere Figuren zu belegen, gilt dennoch, dass sich solche komplexeren Symmetrierschaltungen auch untereinander kombinieren lassen, und dass sie ebenso auf die anderen Topologien der [Fig. 42](#) bis [Fig. 48](#) übertragbar sind.

[0243] In [Fig. 52](#) ist die isolierende Variante des Drosselinverswandlers dargestellt, der multiresonante inhärent stromsymmetrierende Flyback-Converter. Die [Fig. 53a](#) und [Fig. 53b](#) zeigen entsprechende Cúk-Wandler, die [Fig. 54a](#) und [Fig. 54b](#) isolierende multiresonante Zeta-Wandler und [Fig. 55](#) schließlich die entsprechende Form des SEPIC-Converters, dargestellt mit jeweils 2 Ausgängen. Es versteht sich von selbst, dass in diesen Topologien jeweils auch bewusst asymmetrische Ausgänge und/oder mehr als 2 Ausgänge gemäß den [Fig. 49](#) bis [Fig. 51](#) möglich sind. Den Forward-Converter, der oft als isolierender Tiefsetzsteller betrachtet wird, bewusst übergehend, weil er aufgrund seiner zusätzlichen Dioden eher eine Art „Viertelbrücke“ ist, lassen sich der Tief- und der Hochsetzsteller in ihrer Grundform nicht isolieren. Bei den anderen vier Topologien addieren sich die Streuinduktivitäten von Isolierungstransformatoren und stromkompensierten Drosseln in ihrer Wirkung als Resonanzinduktivität. Dadurch wird ein prinzipielles Problem dieser Multiresonanzwandler, nämlich dass die sich „natürlich“ ergebenden Streuinduktivitäten oft zu klein geraten, entschärft. Bei großer erforderlicher mittlerer Spannungsübersetzung kann das Windungsverhältnis im Isolierungstransformator von 1:1 abweichen.

[0244] Aufgrund seiner topologischen Symmetrie nimmt der Cúk-Wandler gemäß [Fig. 53a](#) und [Fig. 53b](#) eine Sonderstellung ein: Er kann nur durch Aufspalten seines Blockkondensators C10, C20 in einen primarseitigen C9 und in die sekundärseitigen C'10, C'20 und durch Einfügen eines Transformators T1 genau an diesem neu entstandenen Knoten isoliert werden. Daher kommen auch nur im Cúk-Wandler in seiner isolierenden Form die zwei Komponenten C9 und T1 neu hinzu. Allerdings ist auch nur dort T1 rein wechselstrommäßig beansprucht. Theoretisch ließen sich SEPIC & Zeta genauso isolieren. Beim SEPIC entstünde dann aber ein Kreis aus Trafosekondarwicklung, Block-C und Speicherspule. Von ihrer Wirkung her „degeneriert“ eine solche Schaltung in eine 2-Wicklungs-Speicherspule und in einen wieder vereinigten Block-C auf der Primarseite. Beim Zeta geschieht dies analog, nur primär- und sekundärseitig vertauscht. Daher sind in den [Fig. 54](#) und [Fig. 55](#) nur

diese vereinfachten Topologien dargestellt, und die Isolierungstransformatoren tragen die Bezeichnungen der Speicherspulen der Ursprungstopologien, aus denen sie hervorgegangen sind.

[0245] Grundsätzlich gibt es bei allen 4 Topologien jeweils drei Möglichkeiten zu isolieren, jeweils vom Eingang aus gesehen: Kommt die stromkompensierte Drossel als erstes, ist pro Ausgang jeweils ein unabhängiger Isoliertransformator nötig; die Flyback- und SEPIC-Wandler gemäß den [Fig. 52](#) und [Fig. 55](#) sind so dargestellt. Kommt die stromkompensierte Drossel erst nach der Isolierungslinie wie beispielsweise anhand des Cúks und des Zetas dargestellt, genügt ein gemeinsamer Isolierungstrafo, bei gemeinsamem Sekundärpotenzial mit einer Sekundärwicklung gemäß den [Fig. 53a](#) und [Fig. 54a](#), bei vollständiger Isolierung mit je einer unabhängigen Sekundärwicklung pro Ausgang gemäß den [Fig. 53b](#) und [Fig. 54b](#).

ZITATE ENTHALTEN IN DER BESCHREIBUNG

Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde automatisiert erzeugt und ist ausschließlich zur besseren Information des Lesers aufgenommen. Die Liste ist nicht Bestandteil der deutschen Patent- bzw. Gebrauchsmusteranmeldung. Das DPMA übernimmt keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.

Zitierte Patentliteratur

- EP 1788850 B1 [0003]
- US 7408308 B2 [0004]
- EP 1286572 A2 [0005]
- DE 102006040026 [0138]
- WO 2005/038828 A2 [0138]
- EP 0275499 A1 [0170, 0171]
- DE 3621573 A1 [0170, 0170]
- DE 3621573 [0171]

Zitierte Nicht-Patentliteratur

- Baddela, S. M.; Zinger, D. S. „Parallel connected LEDs operated at high to improve current sharing”, Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting, 2004, 3–7 Oct. 2004, pp. 1677–1681 [0007]

Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zum Betreiben mindestens zweier Halbleiterlichtquellen (D11, D12), aufweisend:
 - einen elektrischen Energiewandler (Q1, Cr), der
 - eine pulsierende Gleichspannung oder eine Wechselspannung ausgibt,
 - mindestens zwei in eine Stromrichtung sperrende oder kurzschließende Gleichrichter (GR11, GR12) mit je einem Eingangsanschluss, einem Ausgangsanschluss und einem Bezugspotential,
 - mindestens zwei Betriebsstränge, die mit den Eingängen der Gleichrichter (GR11, GR12) verbunden sind, wobei die Betriebsstränge mit dem elektrischen Energiewandler gekoppelt sind, und wobei
 - die Halbleiterlichtquellen (D11, D12) jeweils zwischen die Ausgangsanschlüsse der Gleichrichter (GR11, GR12) und das Bezugspotential geschaltet sind, und wobei
 - in einen der Betriebsstränge ein Serienkondensator (C10) zwischen den elektrischen Energiewandler und die Eingangsanschlüsse der Gleichrichter (GR11, GR12) geschaltet ist.
2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der elektrische Energiewandler mindestens einen Transformator (Tr1) am Ausgang aufweist.
3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass jeder der im elektrischen Energiewandler enthaltenen Transformatoren (Tr1, Tr2, Tr3) mindestens eine jeweils zur Primarseite des Energiewandlers hin isolierten Sekundärwicklung aufweist, wobei an jedes Wicklungsende der Sekundärwicklung der Eingangsanschluss eines Gleichrichters (GR11, GR12) angeschlossen ist.
4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die beide Gleichrichter (GR11, GR12) und mindestens je eine daran angeschlossene Halbleiterlichtquelle D11, D12 ein gemeinsames Bezugspotential aufweisen.
5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Gleichrichter (GR11, GR12) in eine Stromrichtung kurzschließende Gleichrichter sind.
6. Schaltungsanordnung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass die Serienschaltung aus Sekundärwicklung (Ls1) und Serienkondensator (C10) zwischen die Eingänge der beiden in eine Stromrichtung kurzschließenden Gleichrichter (GR11, GR12) geschaltet ist.
7. Schaltungsanordnung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass mindestens einer der darin enthaltenen Gleichrichter (GR11) eine seriell zu seinem Ausgang geschaltete Filterspule (L11) und eine einzige Diode (D112) aufweist).
8. Schaltungsanordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass beide an besagter Sekundärwicklung (Ls1) angeschlossenen Gleichrichter (GR11, GR12) jeweils eine Filterspule (L11) und eine einzige Diode (D112) aufweisen und zugleich ihren Eingangsstrom in der gleichen Richtung kurzschließen.
9. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass beide an ein- und derselben Sekundärwicklung angeschlossenen Gleichrichter (GR1, GR2) je einen einzigen Filterkondensator (C1, C2) zwischen ihrem Ausgang und dem Bezugspotential sowie eine einzige Diode (D11, D21) aufweisen, und die Gleichrichter (GR1, GR2) ihren Eingangsstrom in eine Stromrichtung sperren.
10. Schaltungsanordnung nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, dass die Eingänge beider Gleichrichter (GR11, GR12) über einen Knoten zusammengeschaltet sind, und dass die Serienschaltung aus Sekundärwicklung (Ls1) und Serienkondensator (C10) zwischen den Knoten und das Bezugspotential geschaltet ist.
11. Schaltungsanordnung nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass beide Gleichrichter (GR11, GR12) ihren Eingangsstrom in je entgegengesetzter Richtung sperren.
12. Schaltungsanordnung nach mindestens einem der Ansprüche 4 bis 11, dadurch gekennzeichnet, dass der elektrische Energiewandler mehrere im wesentlichen baugleiche Transformatoren (Tr1, Tr2, Tr3) mit jeweils einer einzigen Sekundärwicklung (Ls1, Ls2, Ls3) enthält, deren Primärwicklungen alle in Serie geschaltet sind.
13. Schaltungsanordnung nach mindestens einem der Ansprüche 4 bis 11, dadurch gekennzeichnet, dass der elektrische Energiewandler einen Transformator (Tr1) mit mehreren voneinander isolierten Sekundärwick-

lungen (Ls1, Ls2, Ls3), die mit Sekundarkreisen gekoppelt sind, enthält, und dass benachbarte erste und zweite Sekundarkreise jeweils eine stromkompensierte Drossel (Tr12) enthalten, deren eine Wicklung in Serie zum Eingang des zweiten Gleichrichters (GR12) des ersten Sekundarkreises und deren andere Wicklung in Serie zum Eingang des ersten Gleichrichters (GR21) des zweiten Sekundärkreises geschaltet ist.

14. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Halbleiterlichtquellen (D11, D12, D21, D22) Leuchtdioden oder organische Leuchtdioden sind.

15. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass parallel zu den Halbleiterlichtquellen (D11, D12, D21) ein Schalter (S11, S12, S21) geschaltet ist, der mit einer Pulsweitenmodulation zum Dimmen der Halbleiterlichtquellen angesteuert wird.

16. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass eine Gleichspannung als Eingangsspannung in den elektrischen Energiewandler eingegeben wird.

17. Schaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass eine Wechselspannung als Eingangsspannung in den elektrischen Energiewandler eingegeben wird.

Es folgen 64 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

Fig. 1

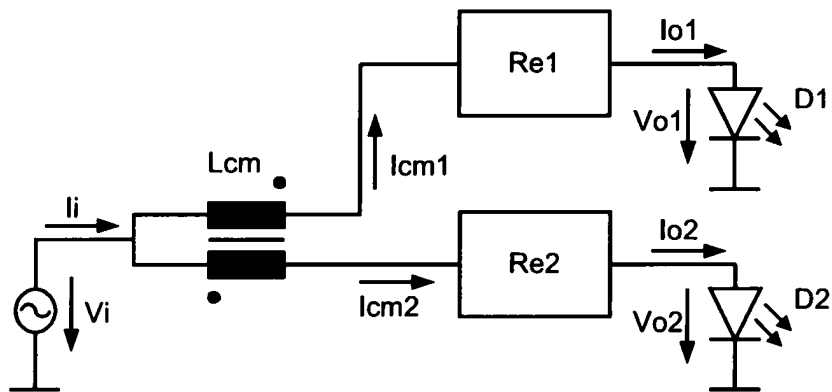


Fig. 2

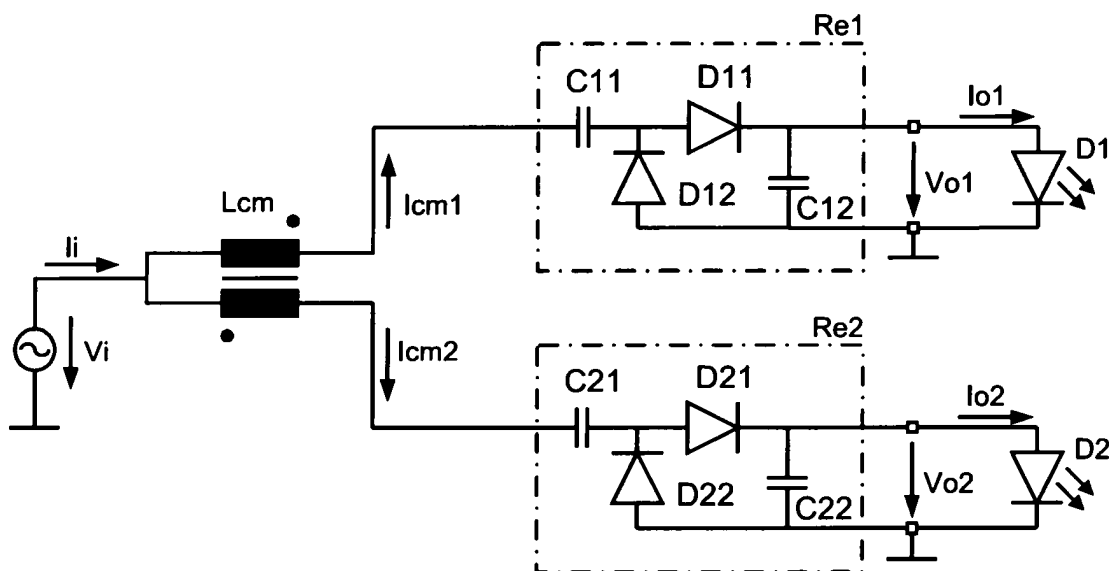


Fig. 3

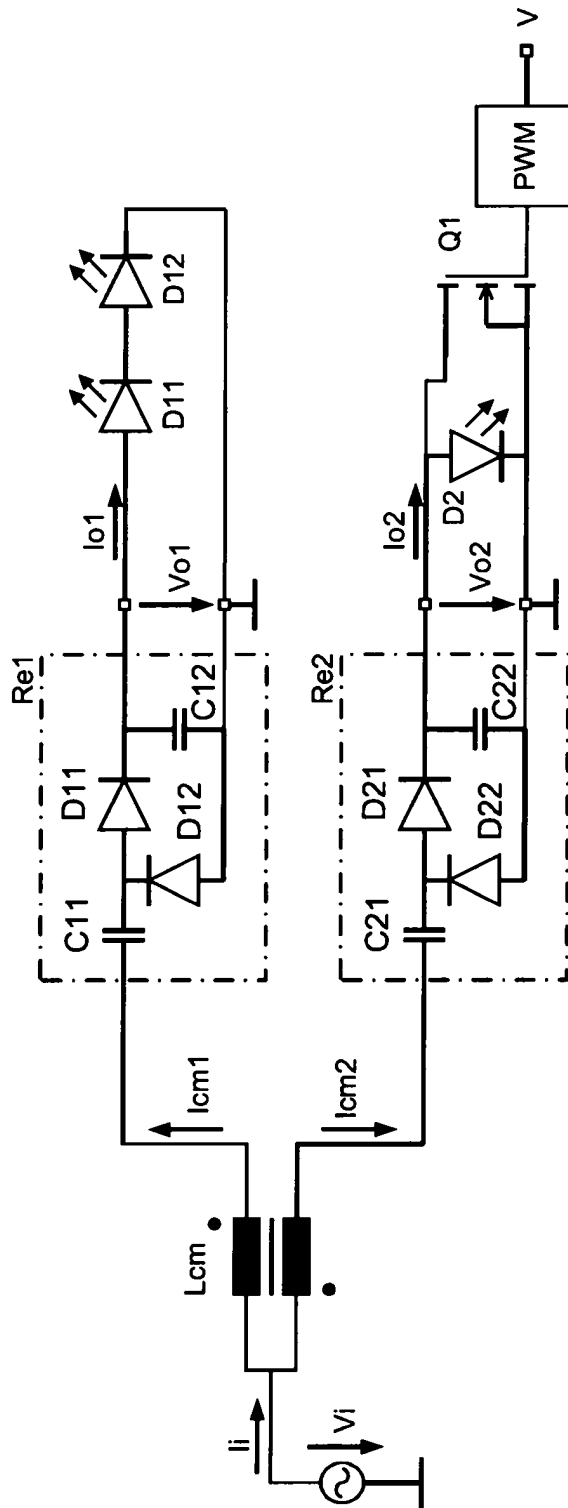


Fig. 4

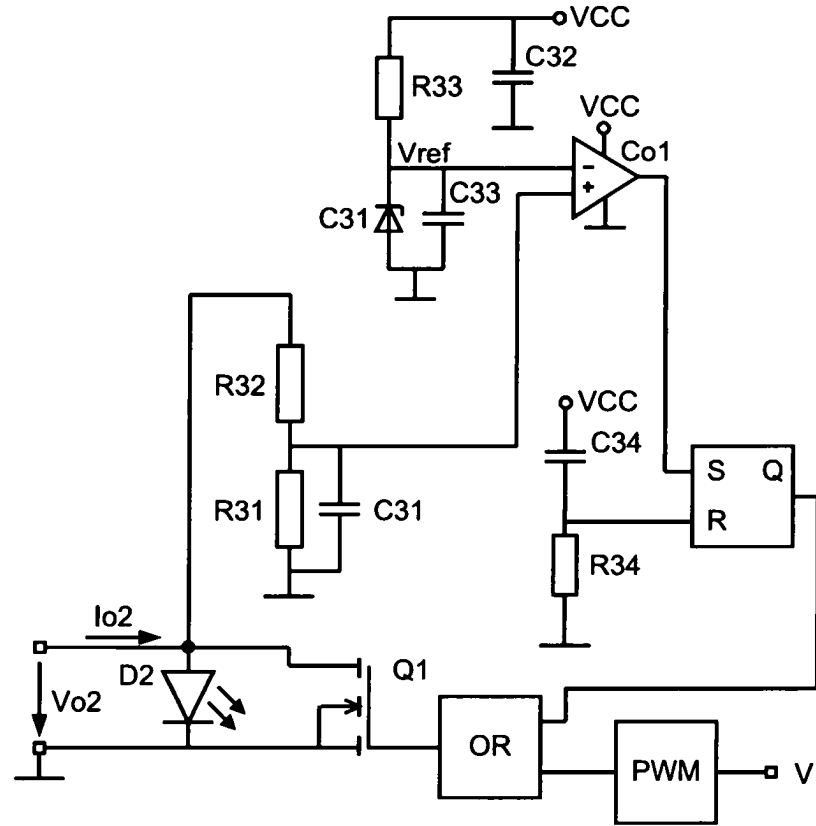


Fig. 5

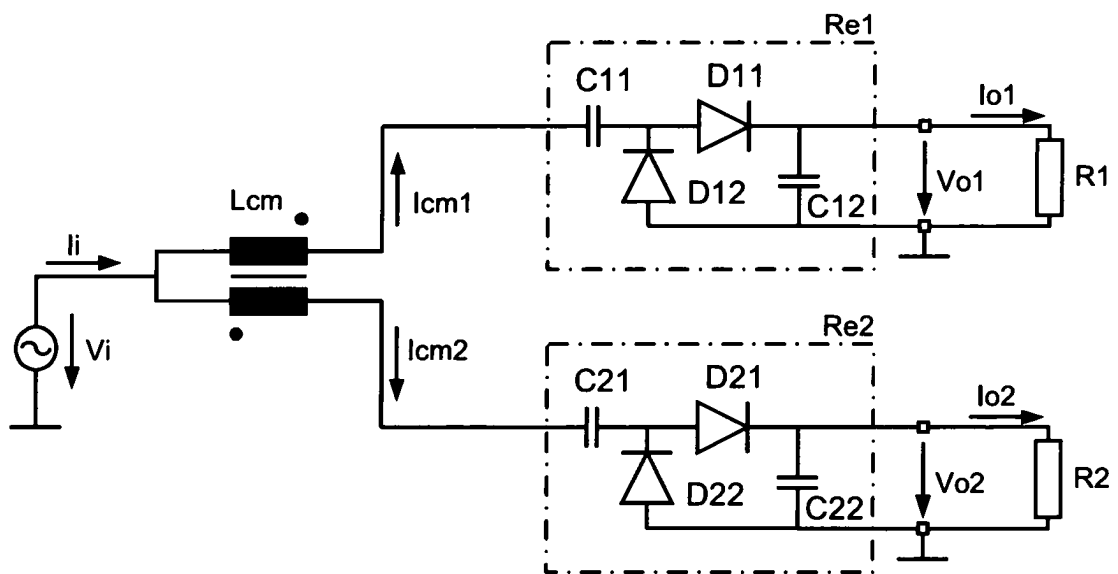


Fig. 6

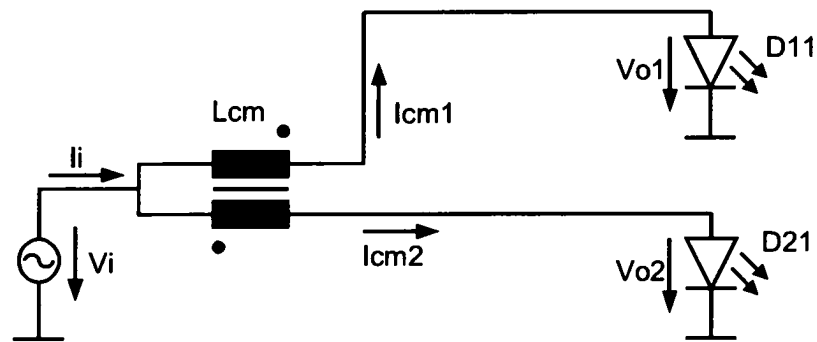


Fig. 7

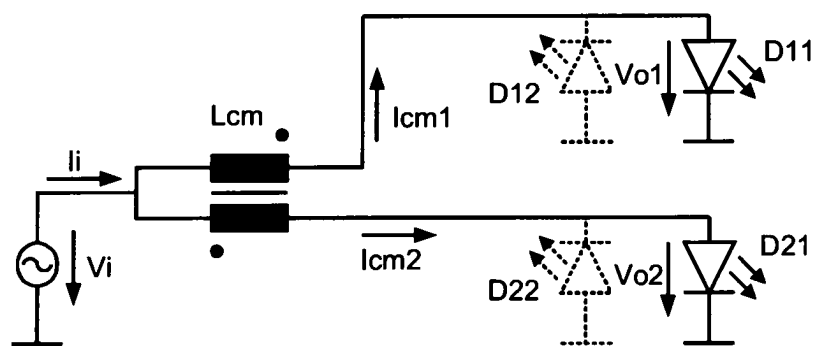


Fig. 8a

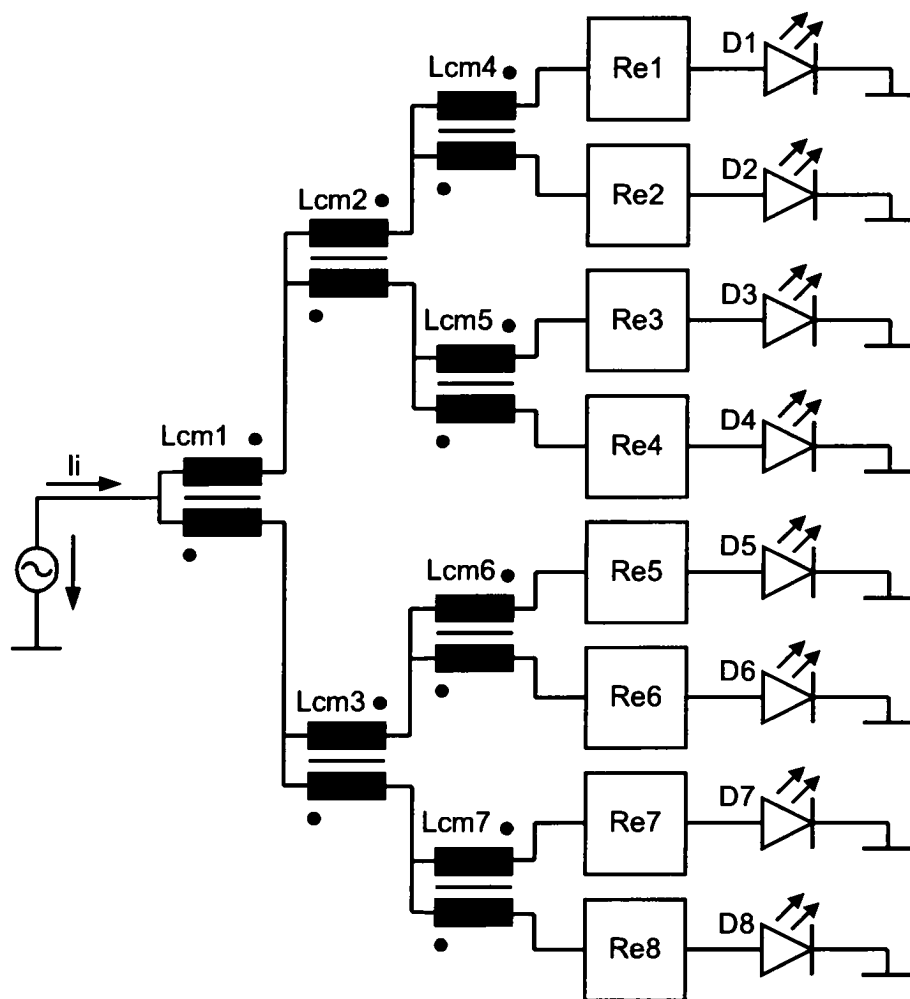


Fig. 8b

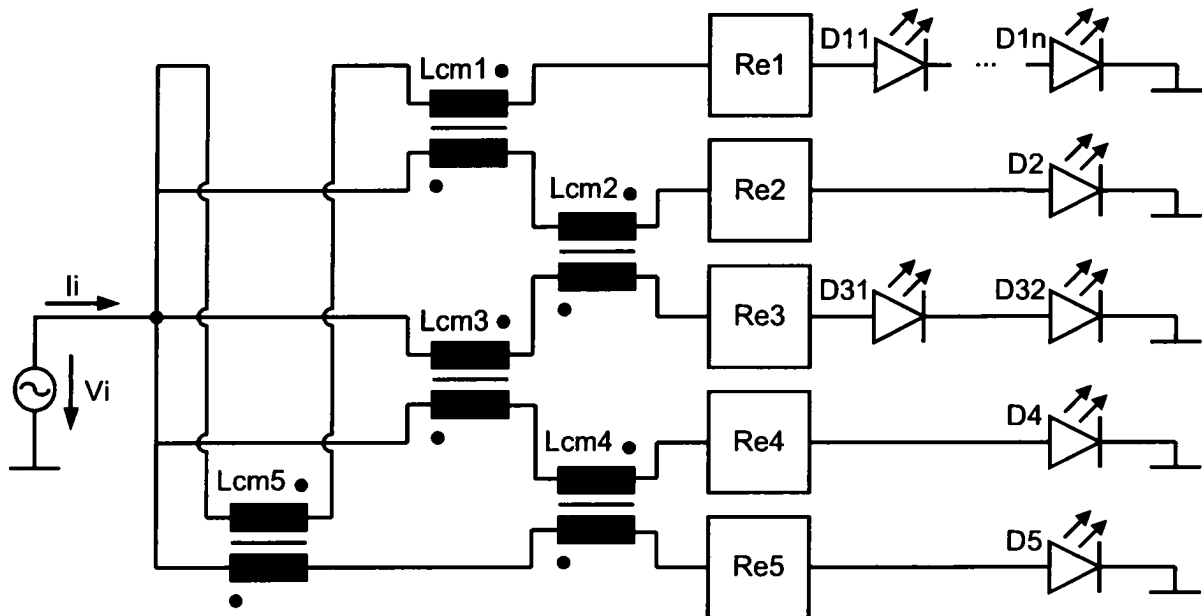


Fig. 8c

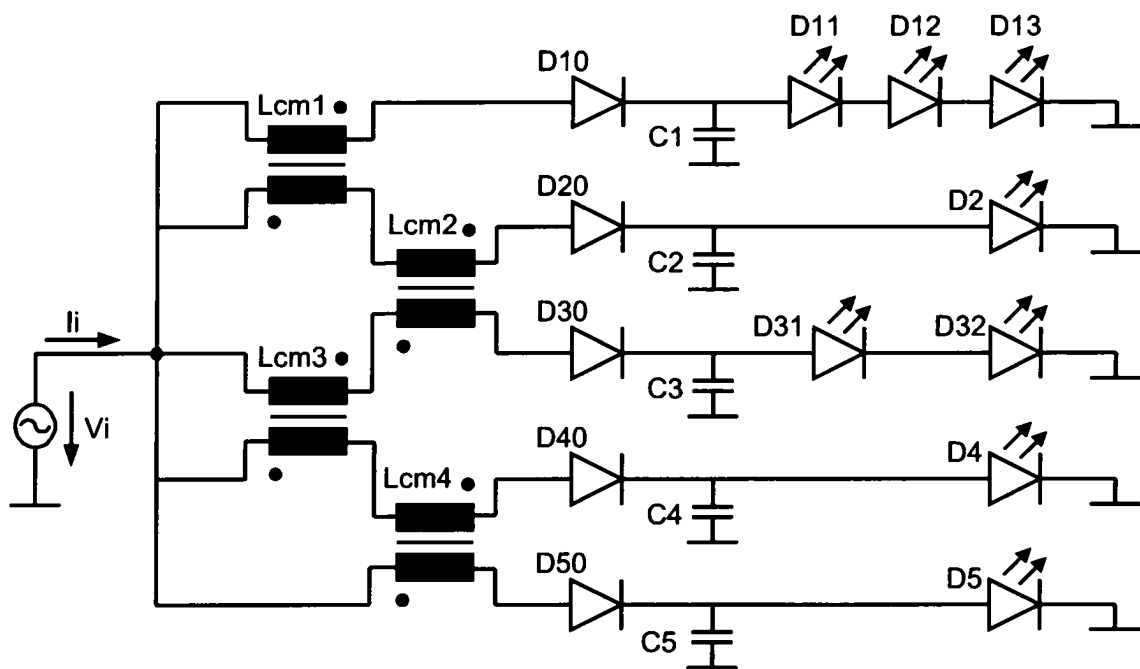


Fig. 8d

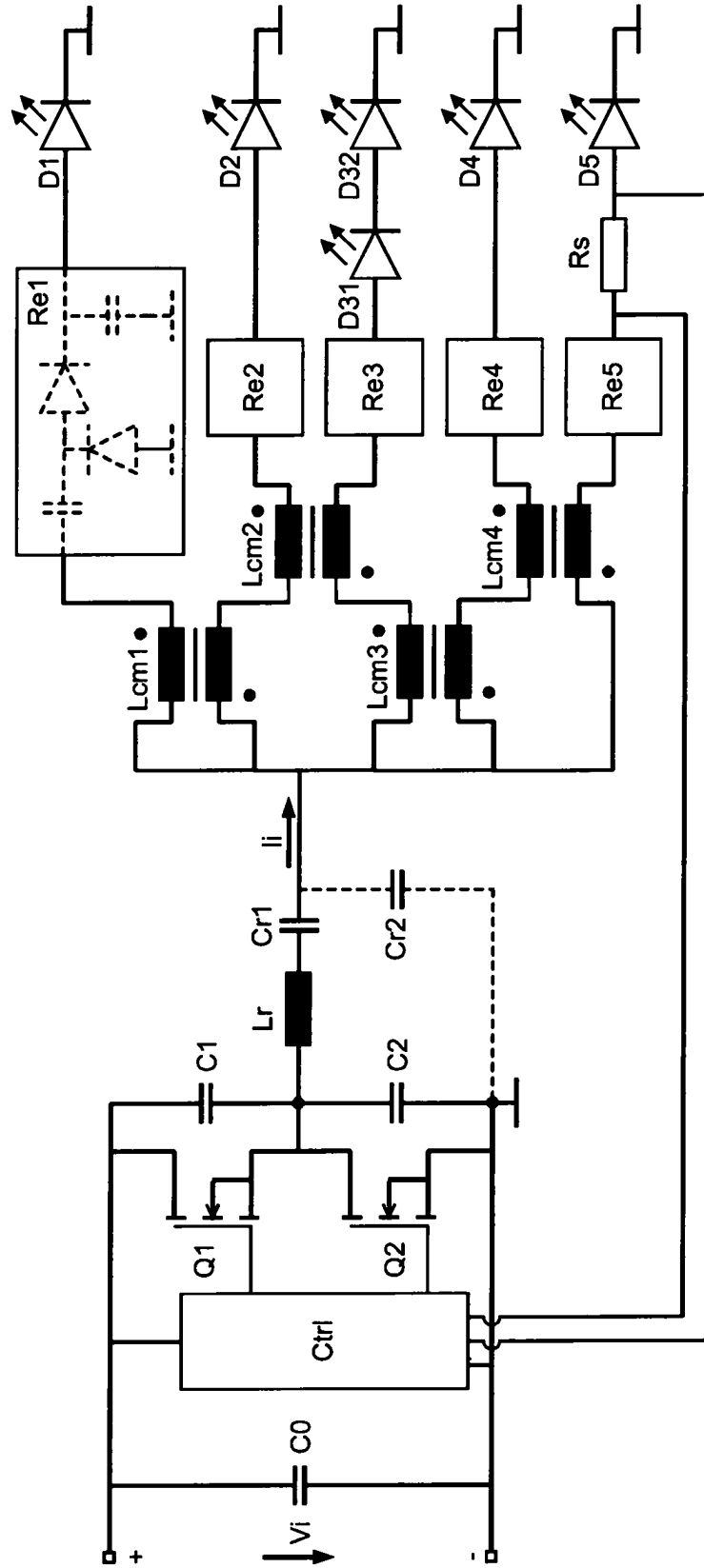


Fig. 8e

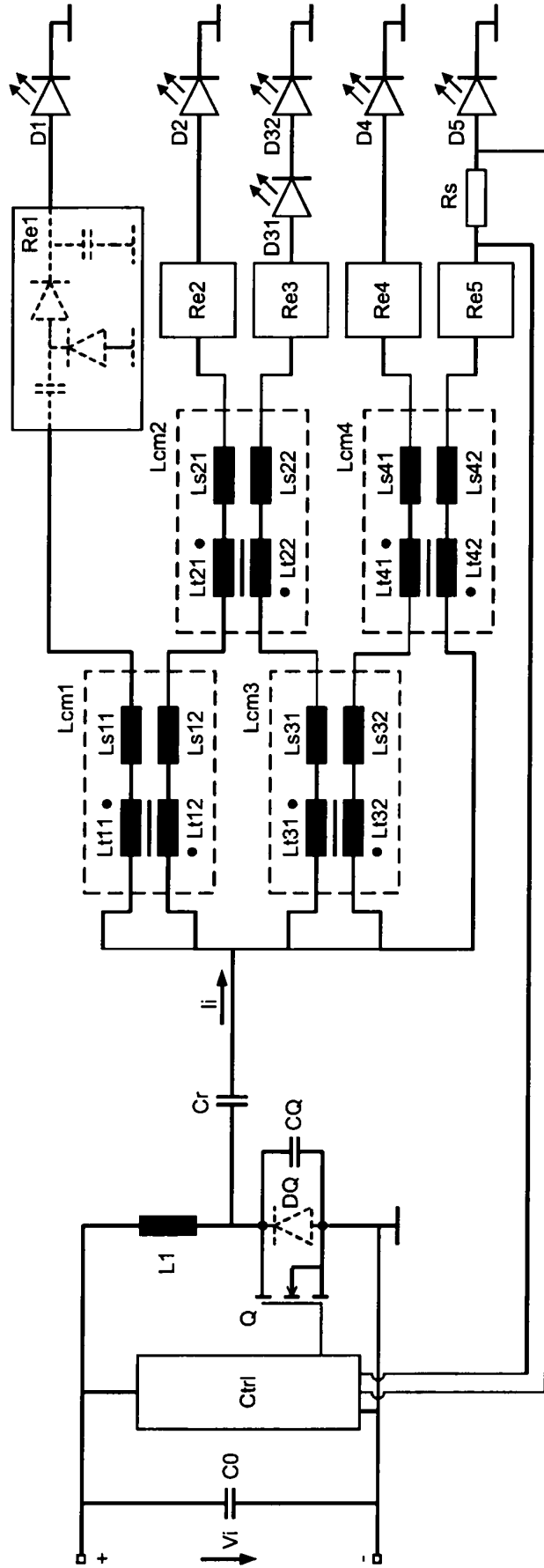


Fig. 8f

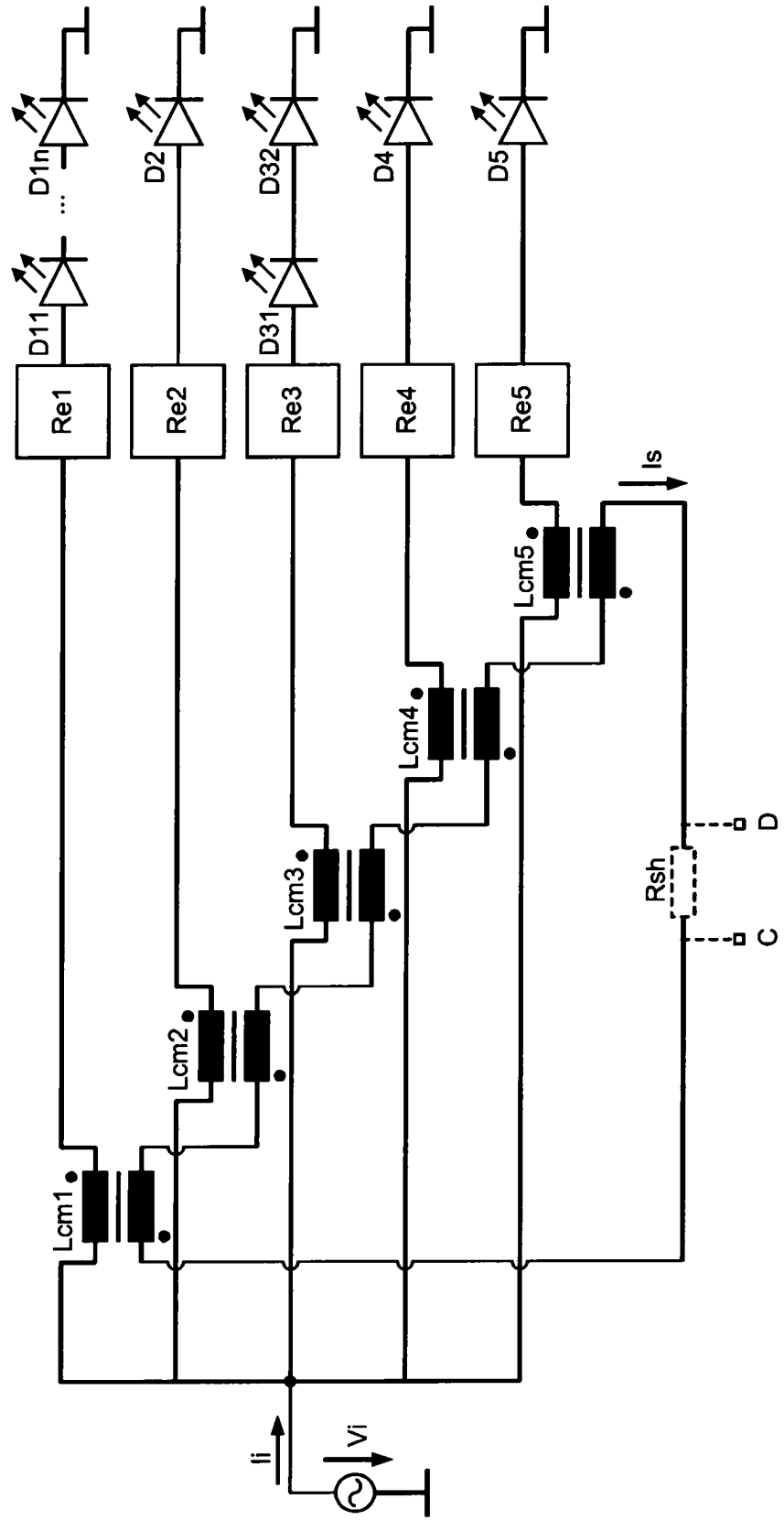


Fig. 8g

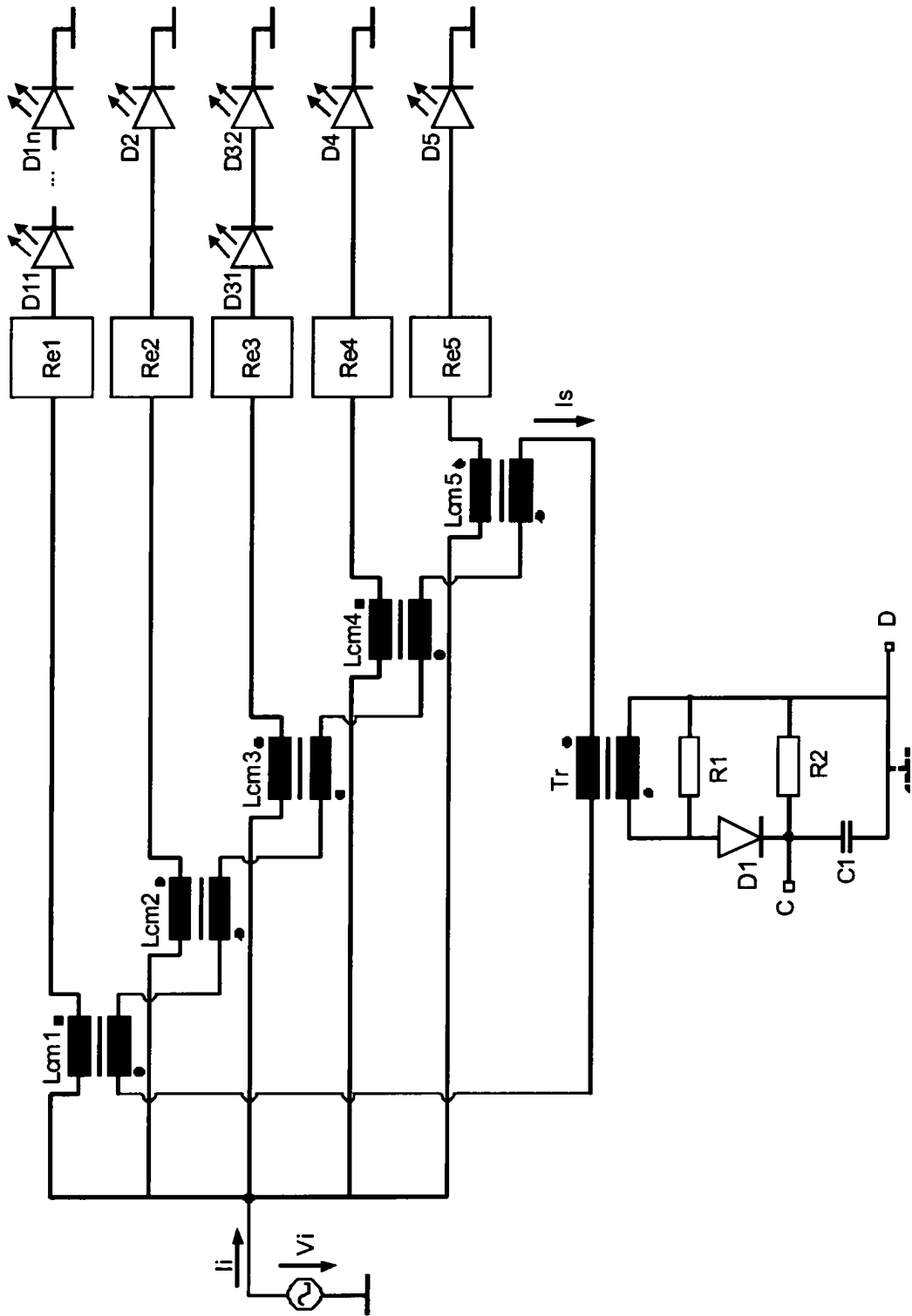


Fig. 9

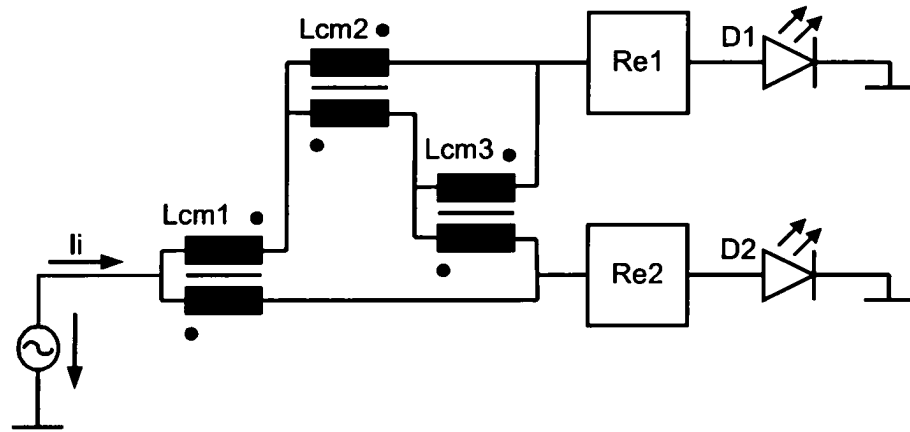


Fig. 10a

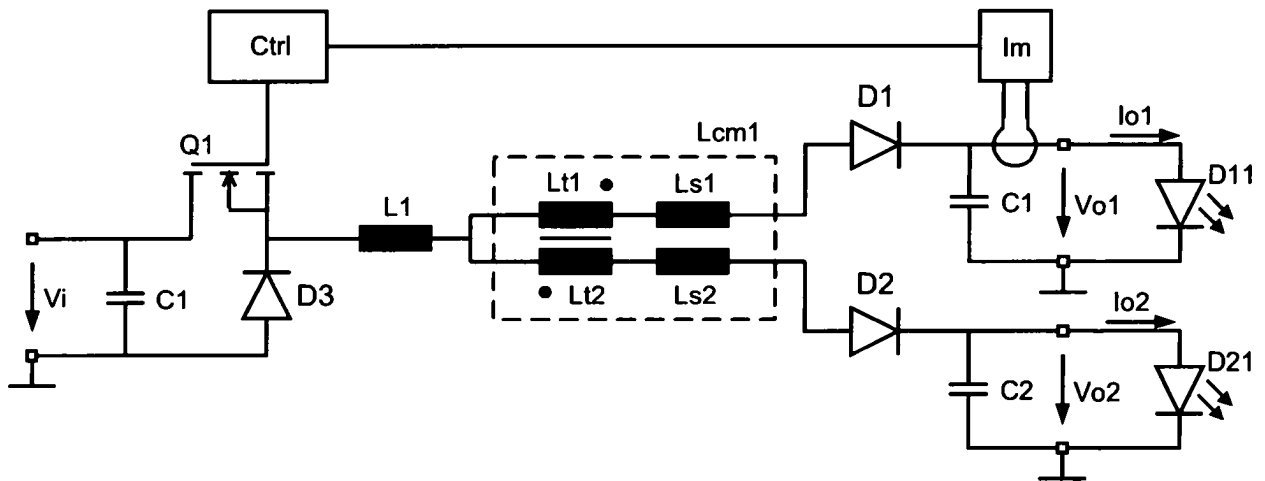


Fig. 10b

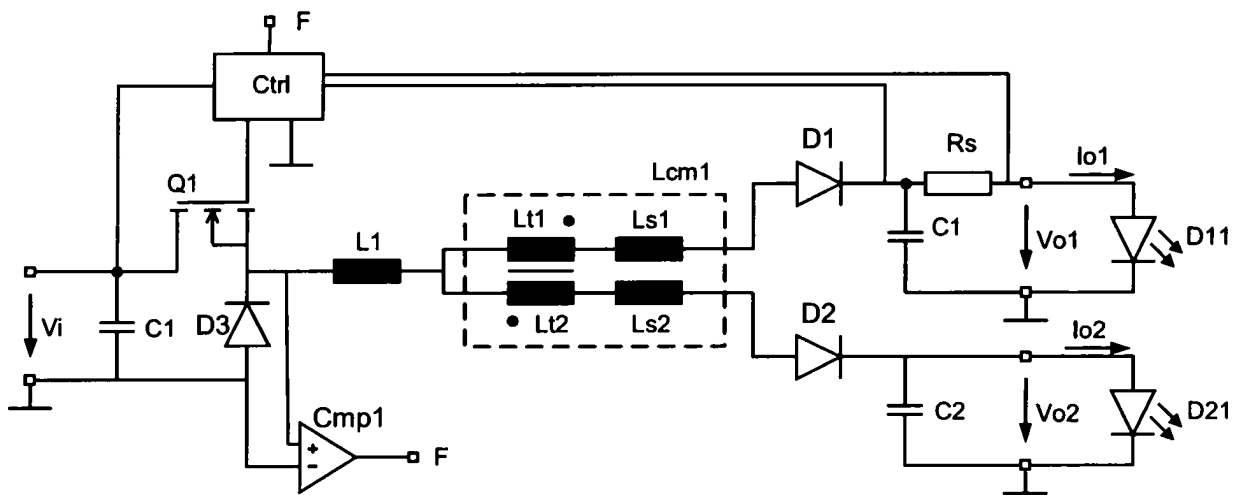


Fig. 10c

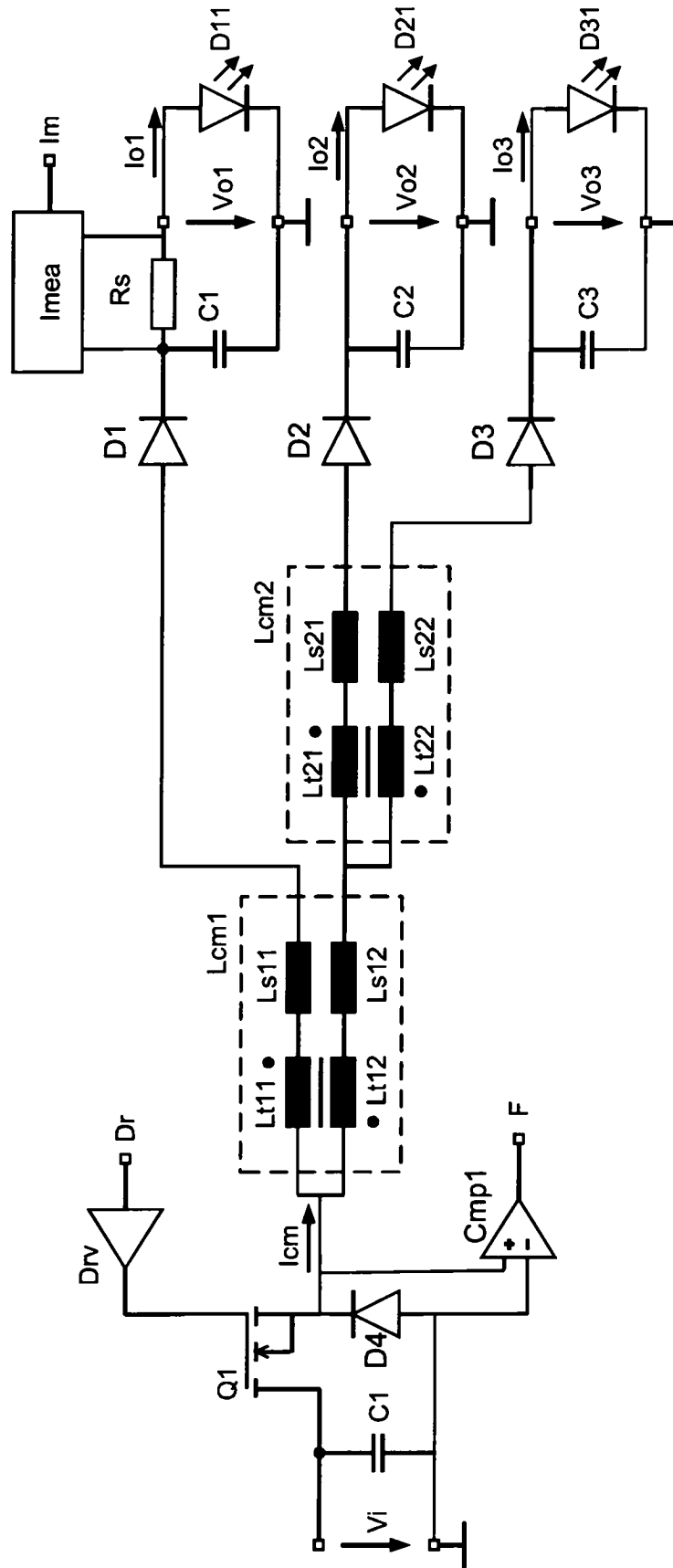


Fig. 11

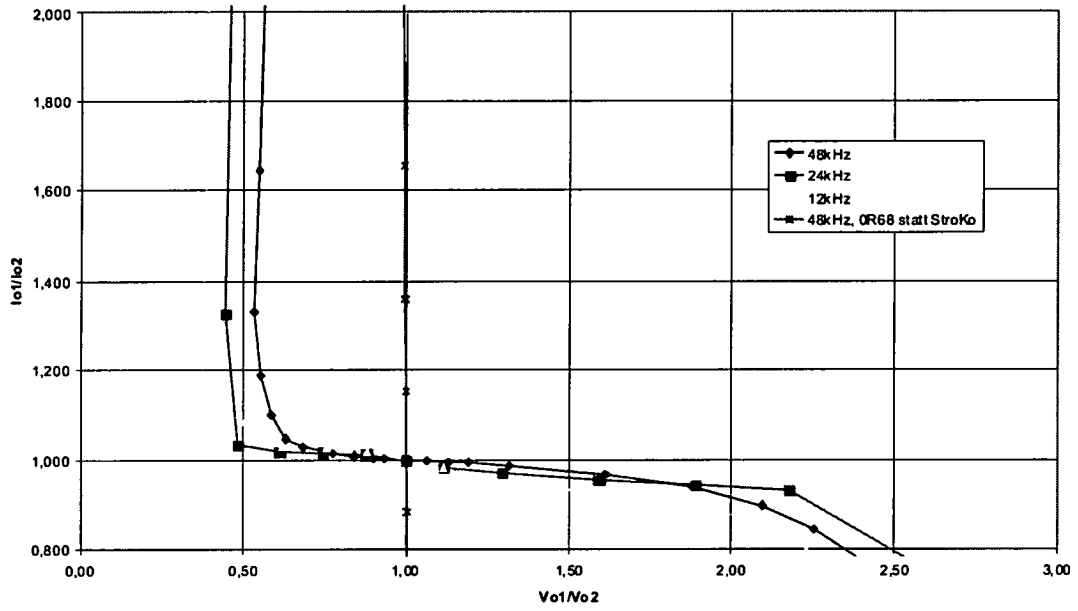


Fig. 12

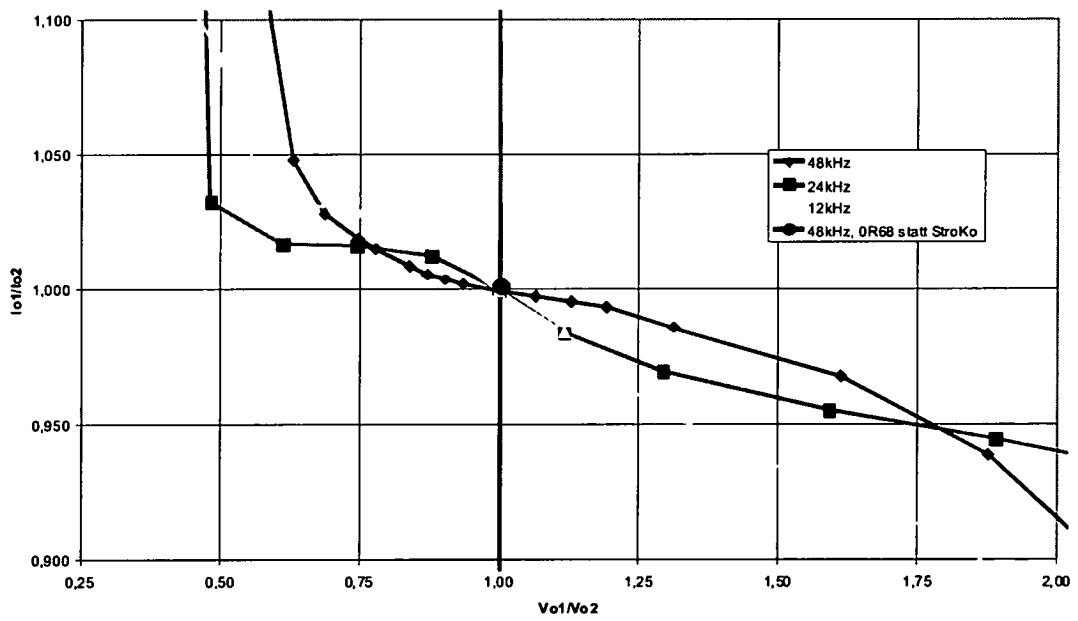


Fig. 13

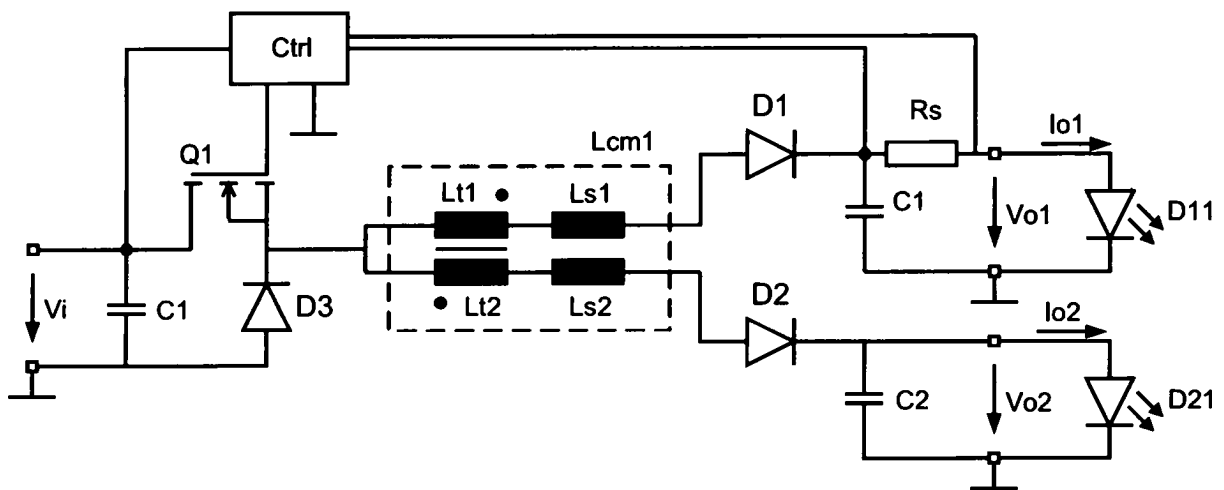


Fig. 14

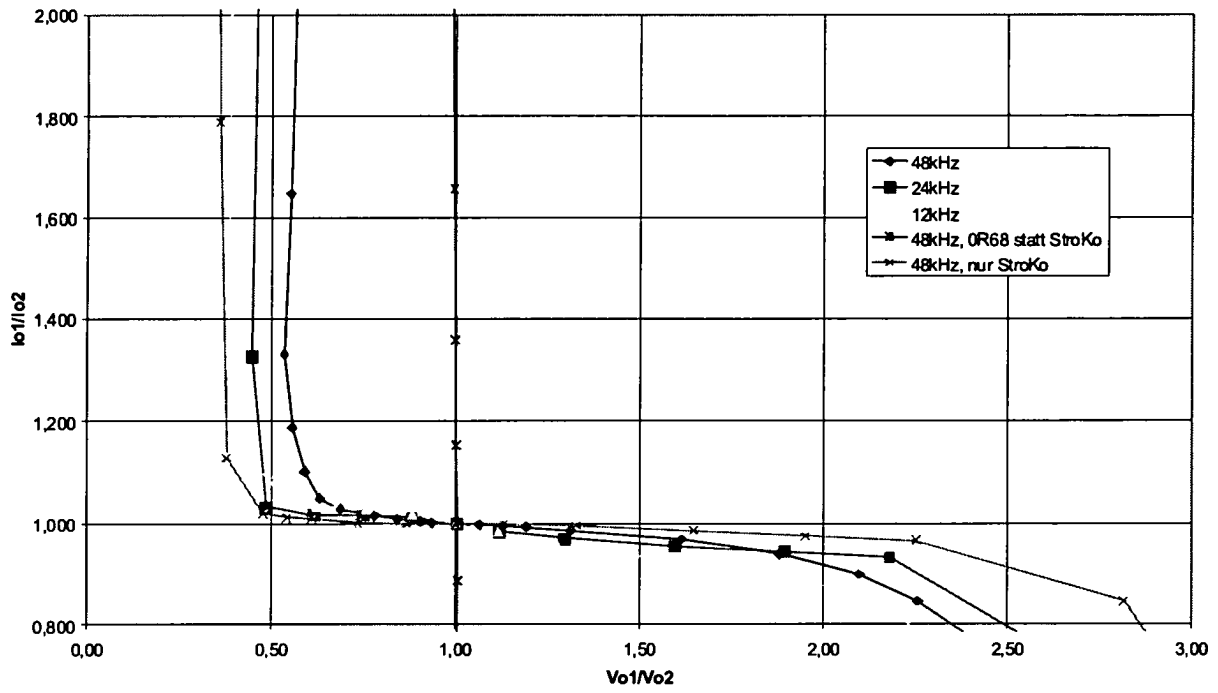


Fig. 15

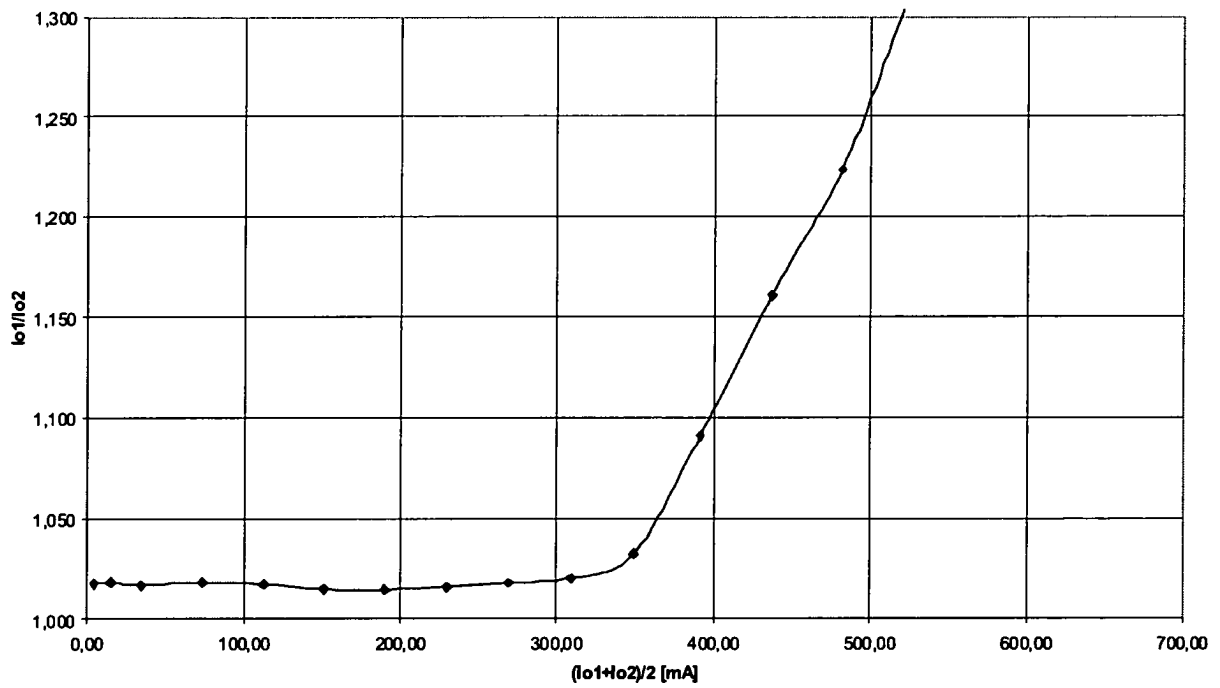


Fig. 16a

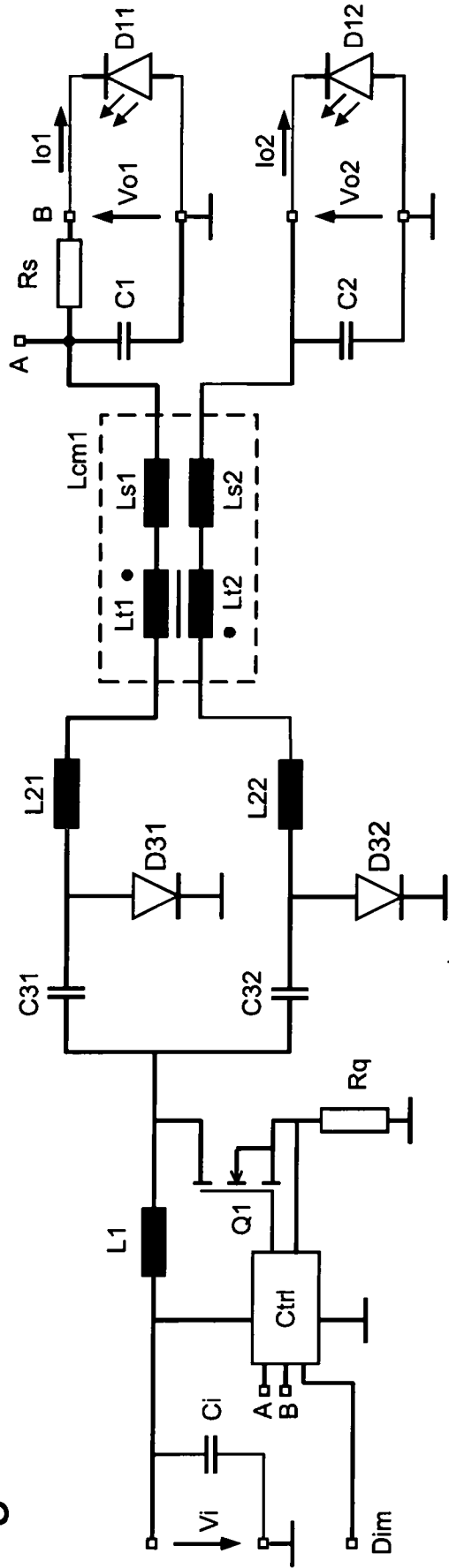


Fig. 16b

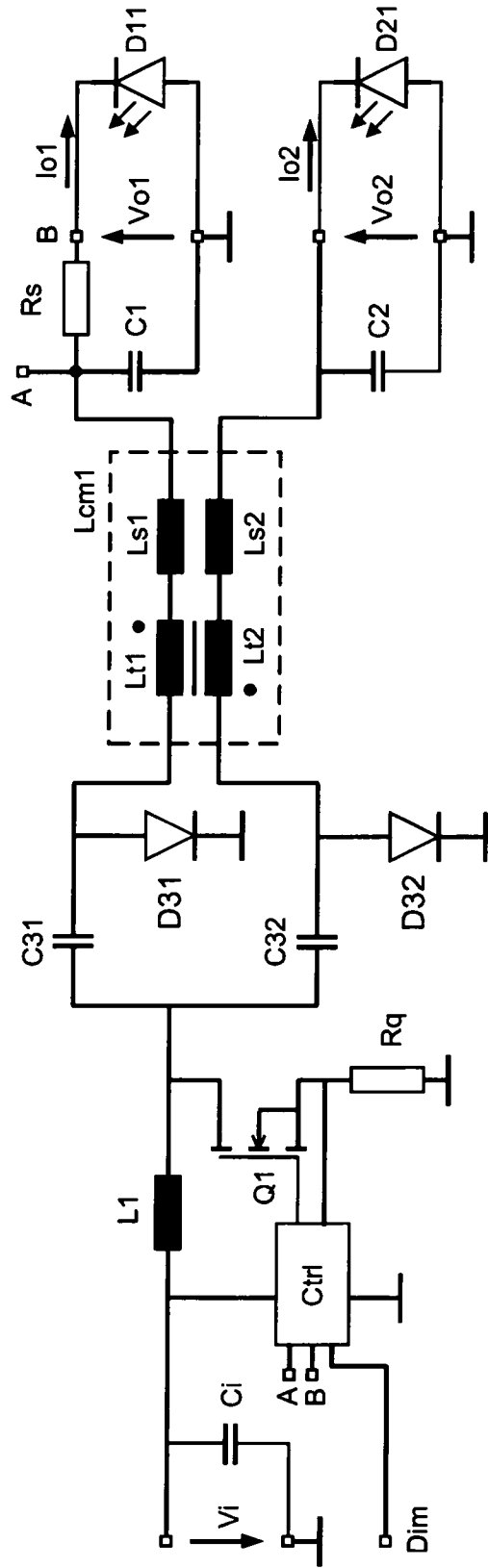


Fig. 17a

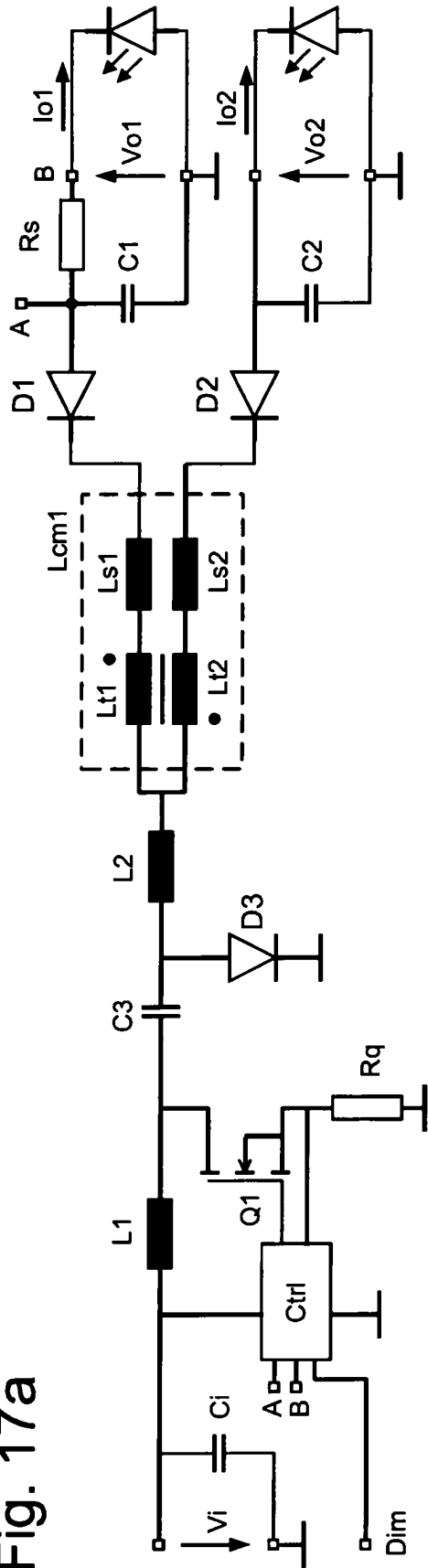
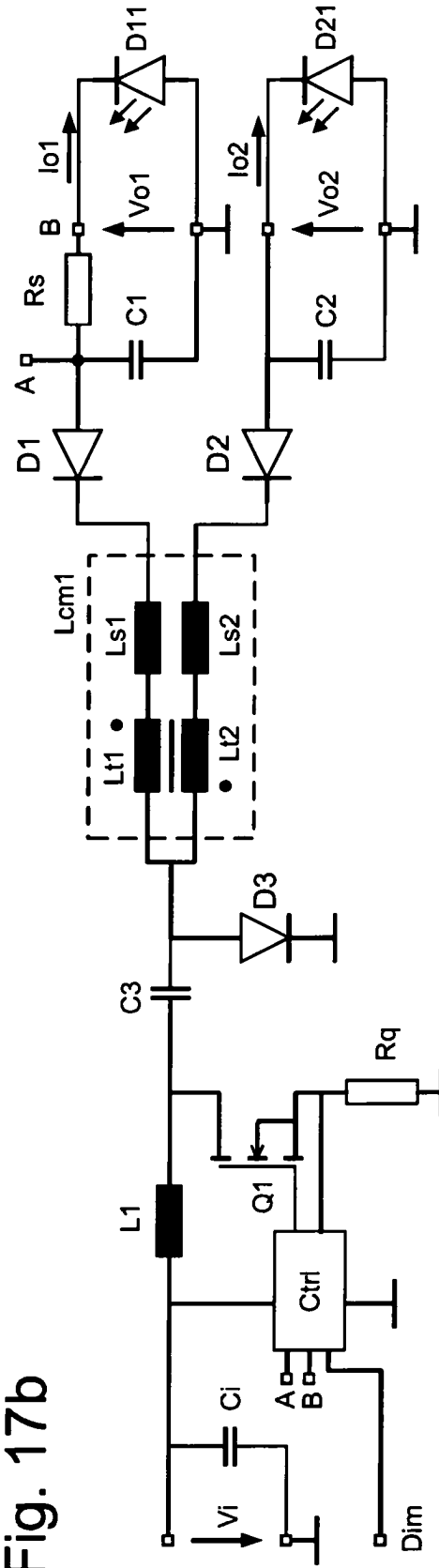


Fig. 17b



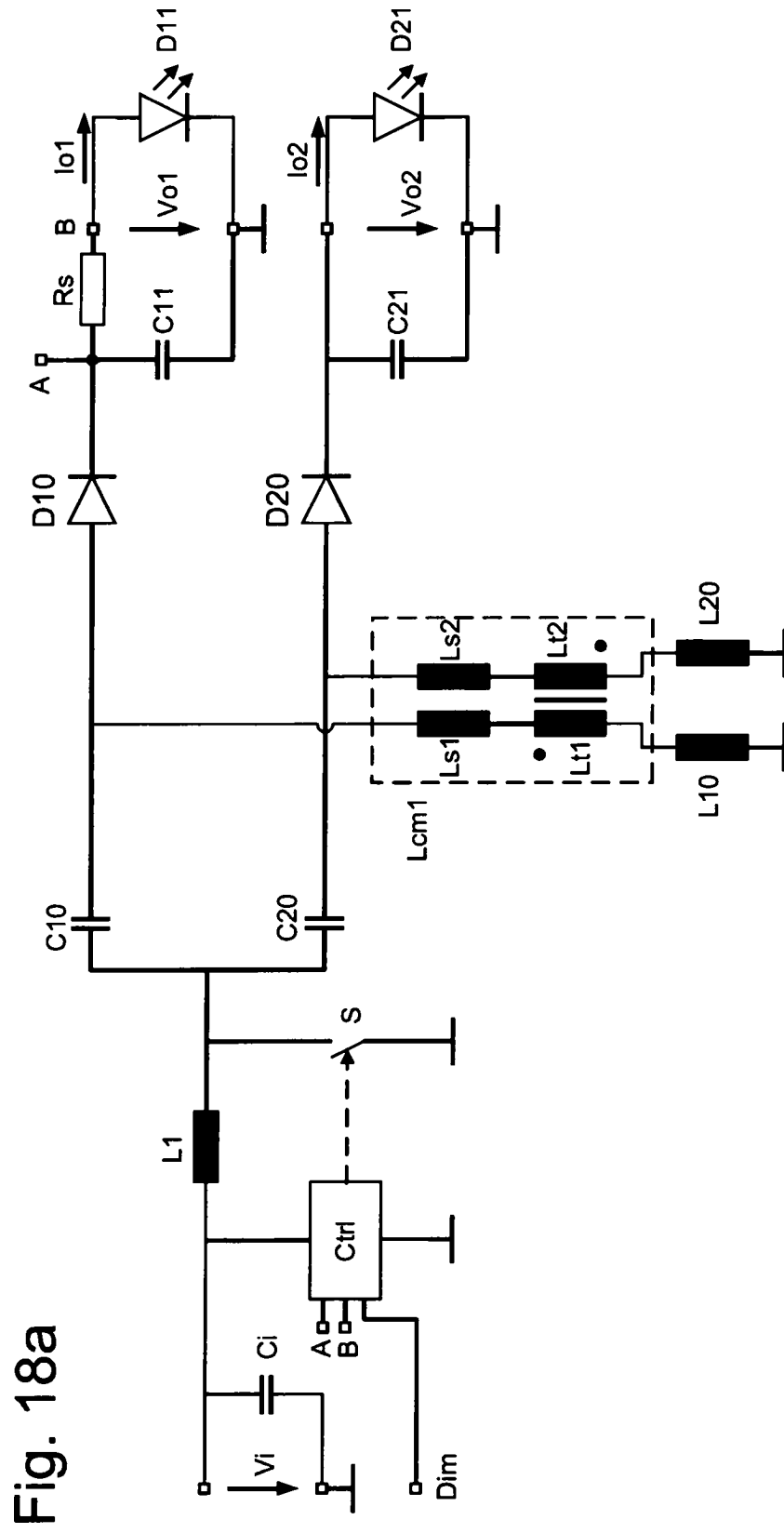


Fig. 18a

Fig. 18b

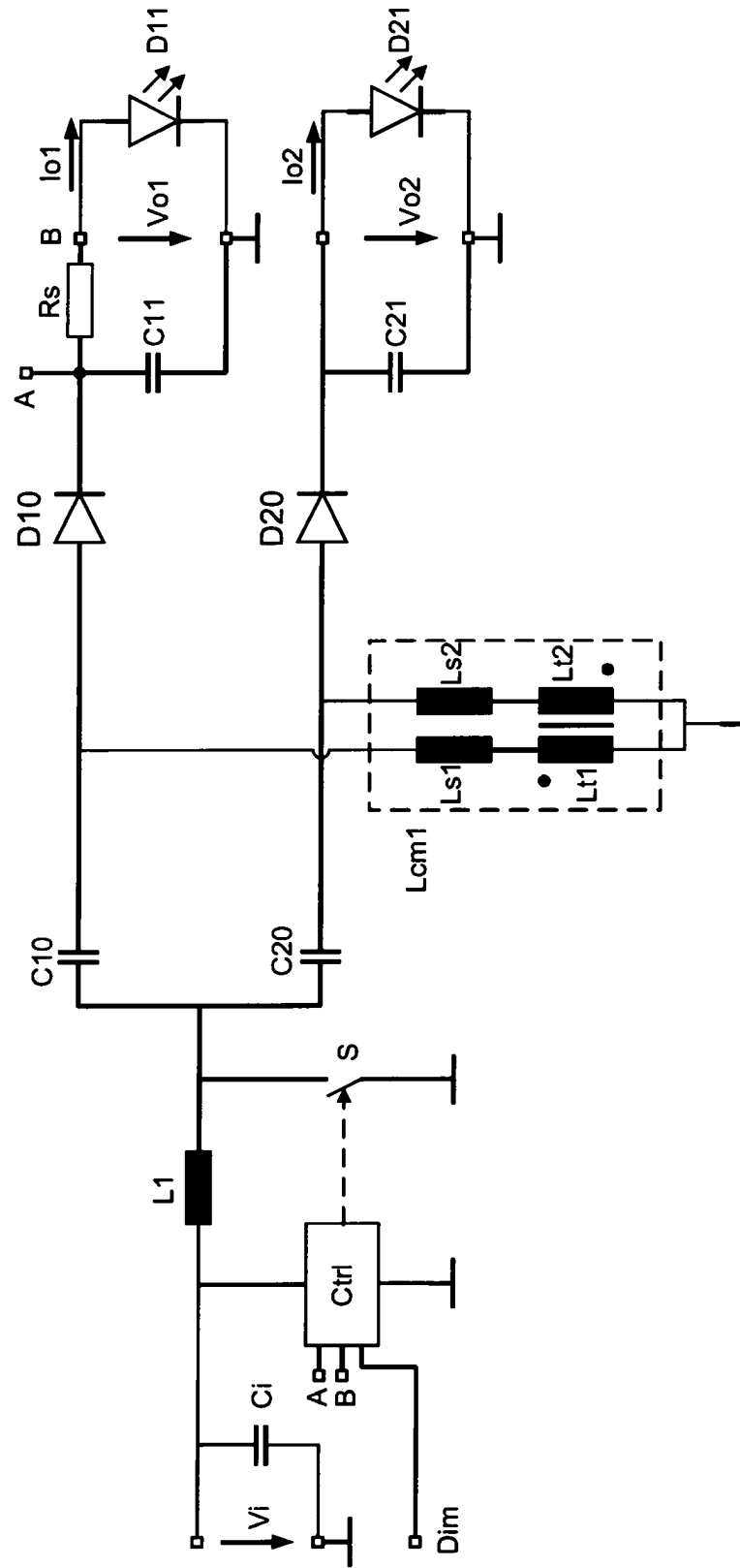


Fig. 19

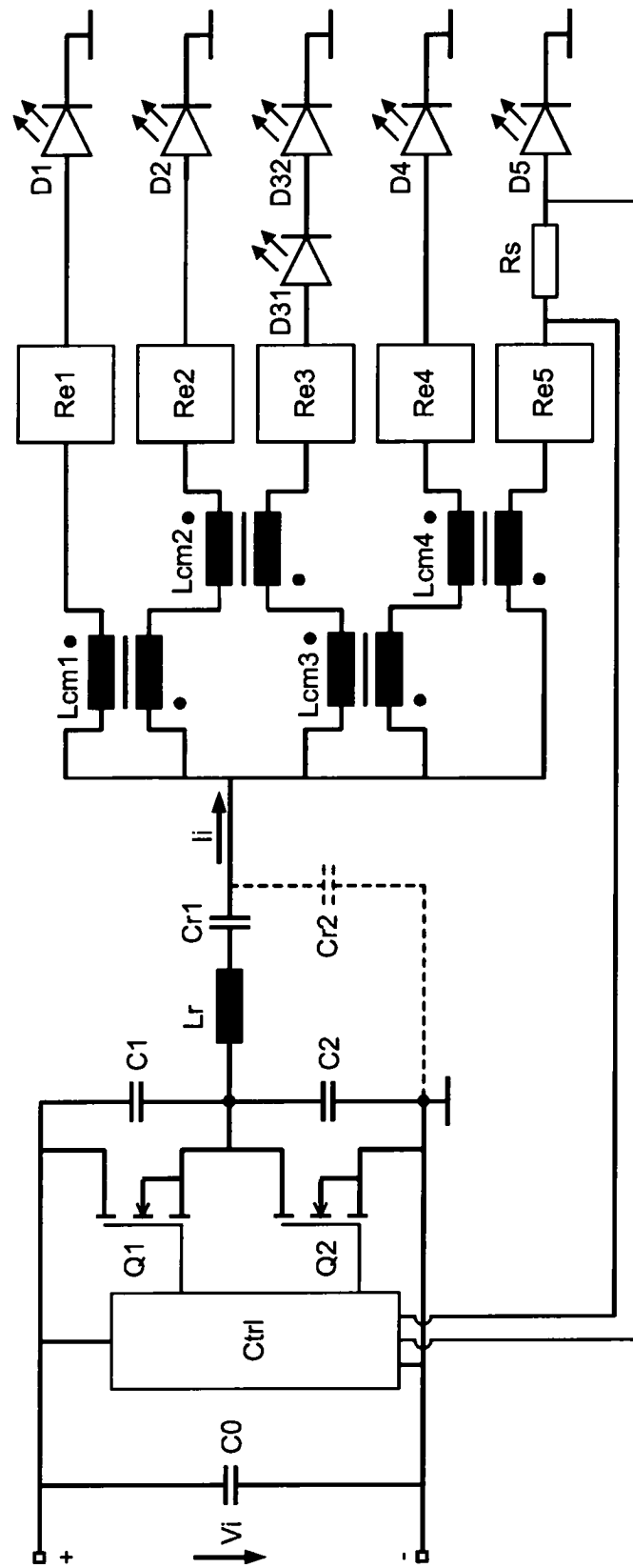


Fig. 20a

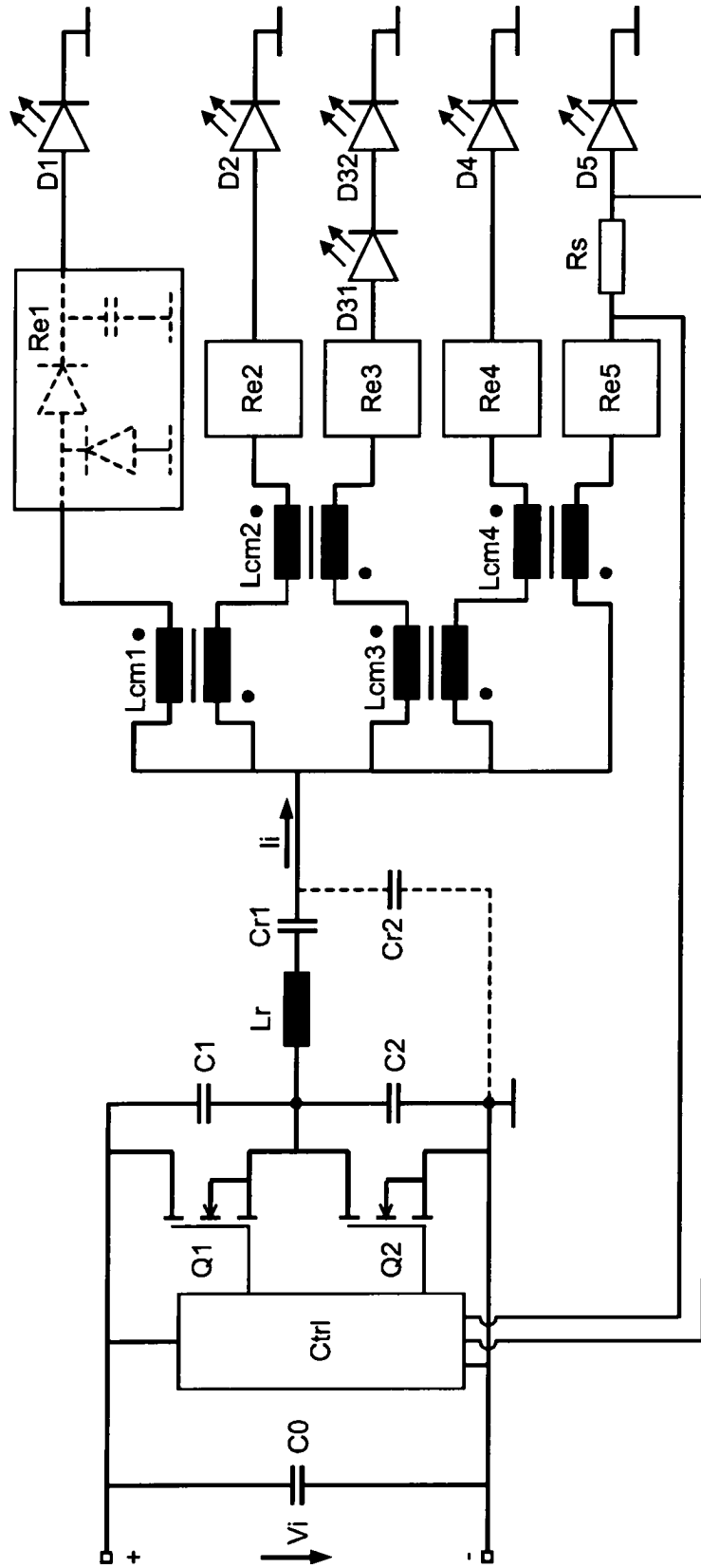


Fig. 20b

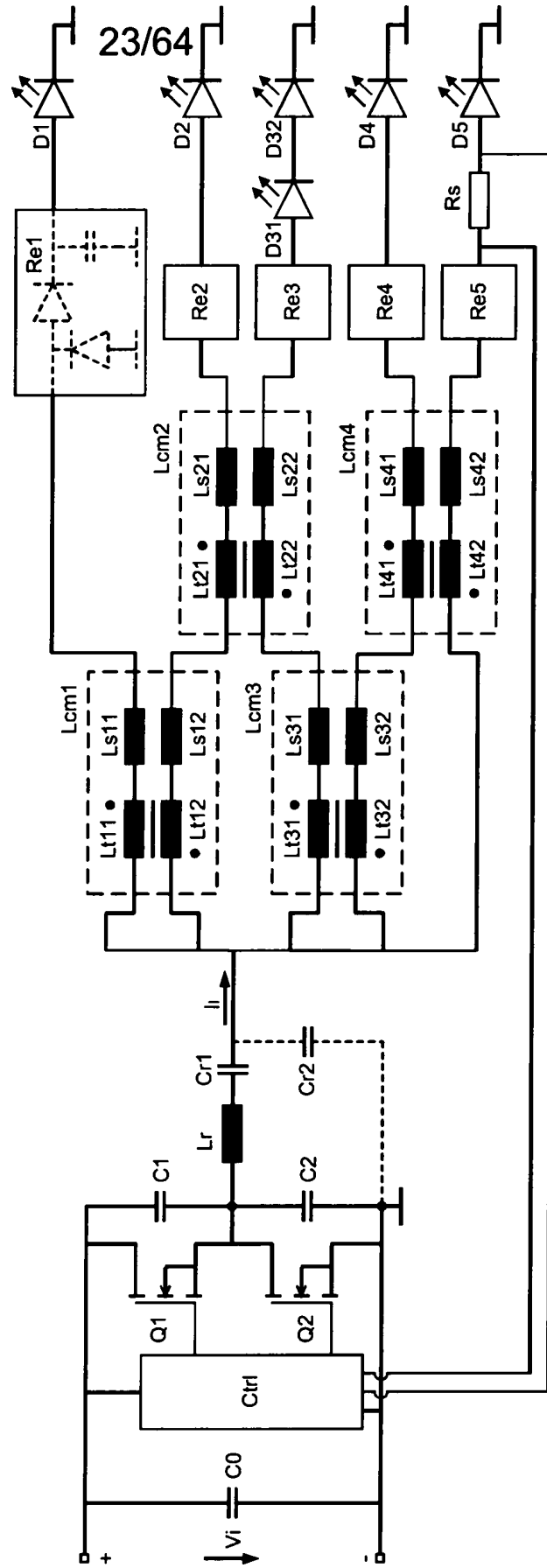


Fig. 20c

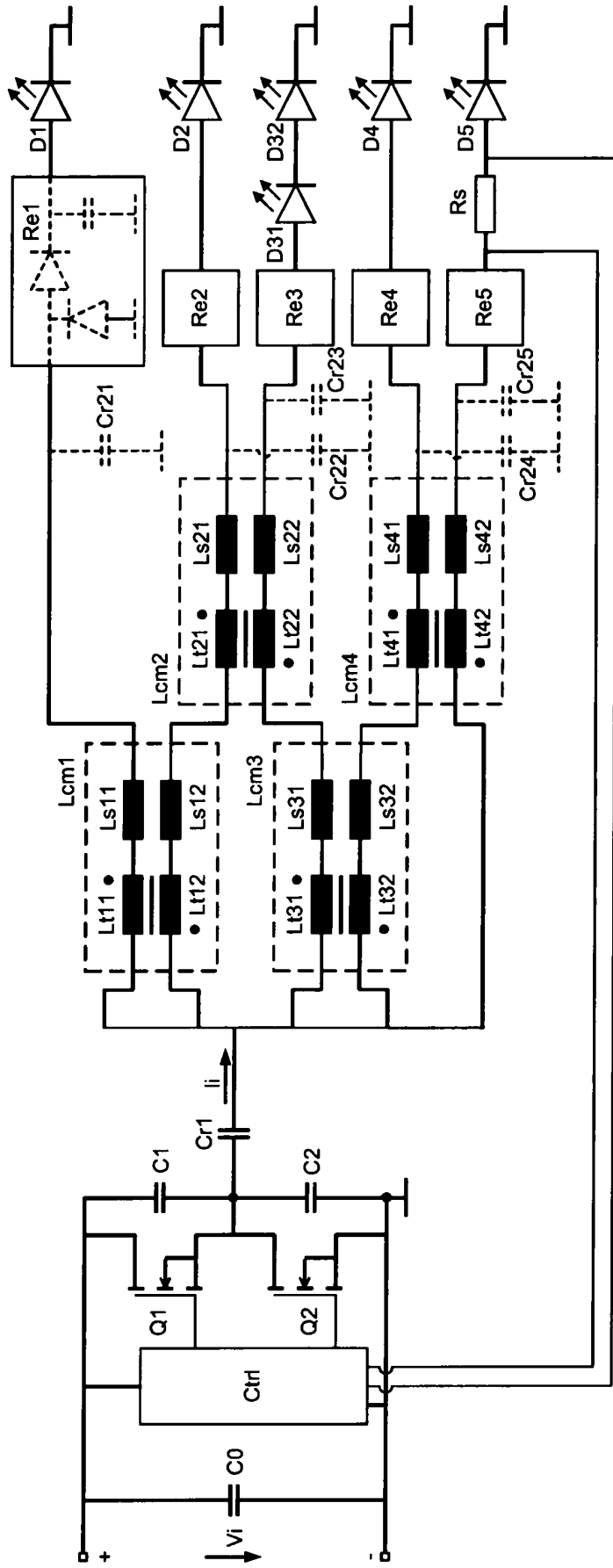


Fig. 21a

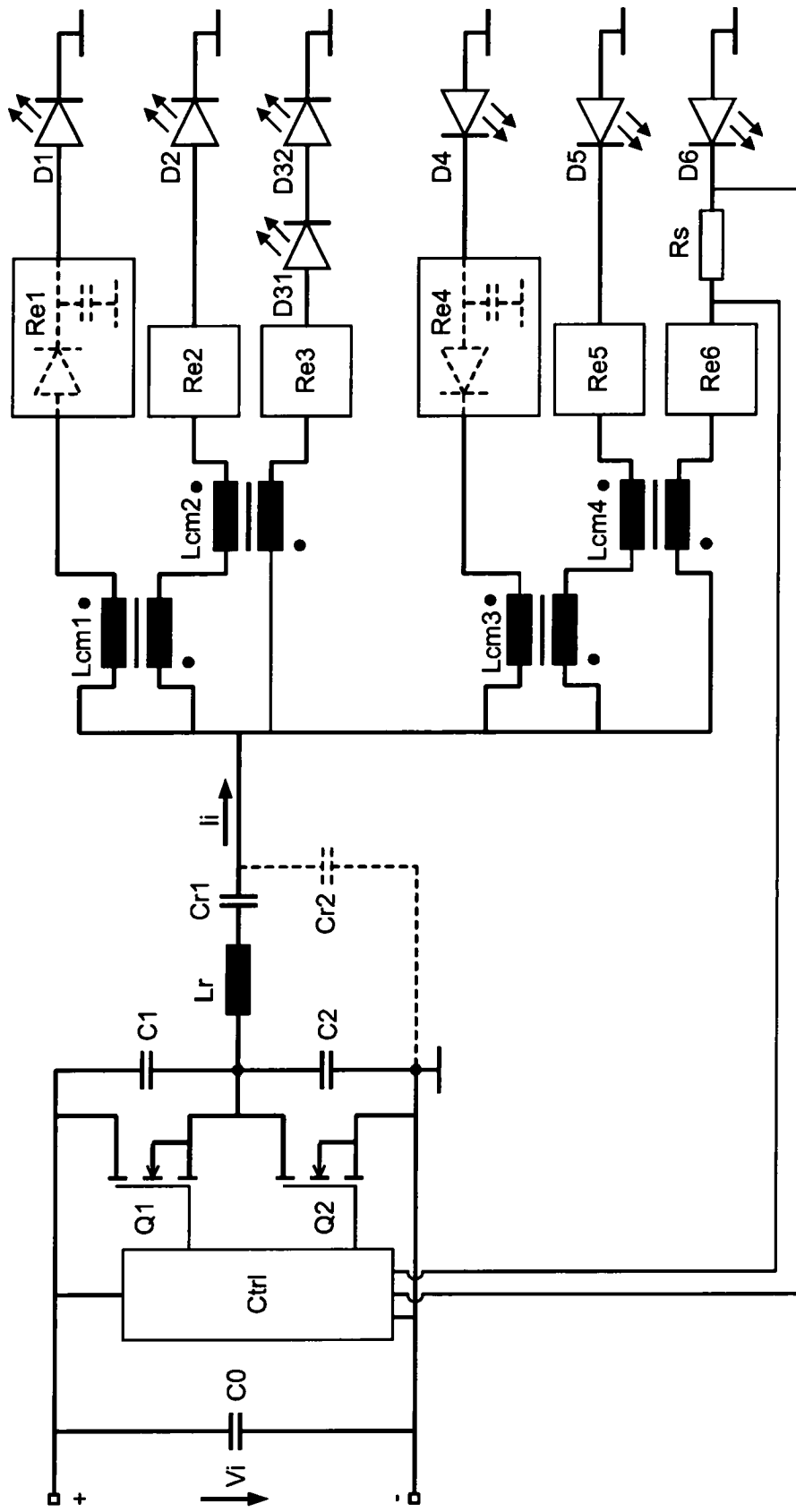


Fig. 21b

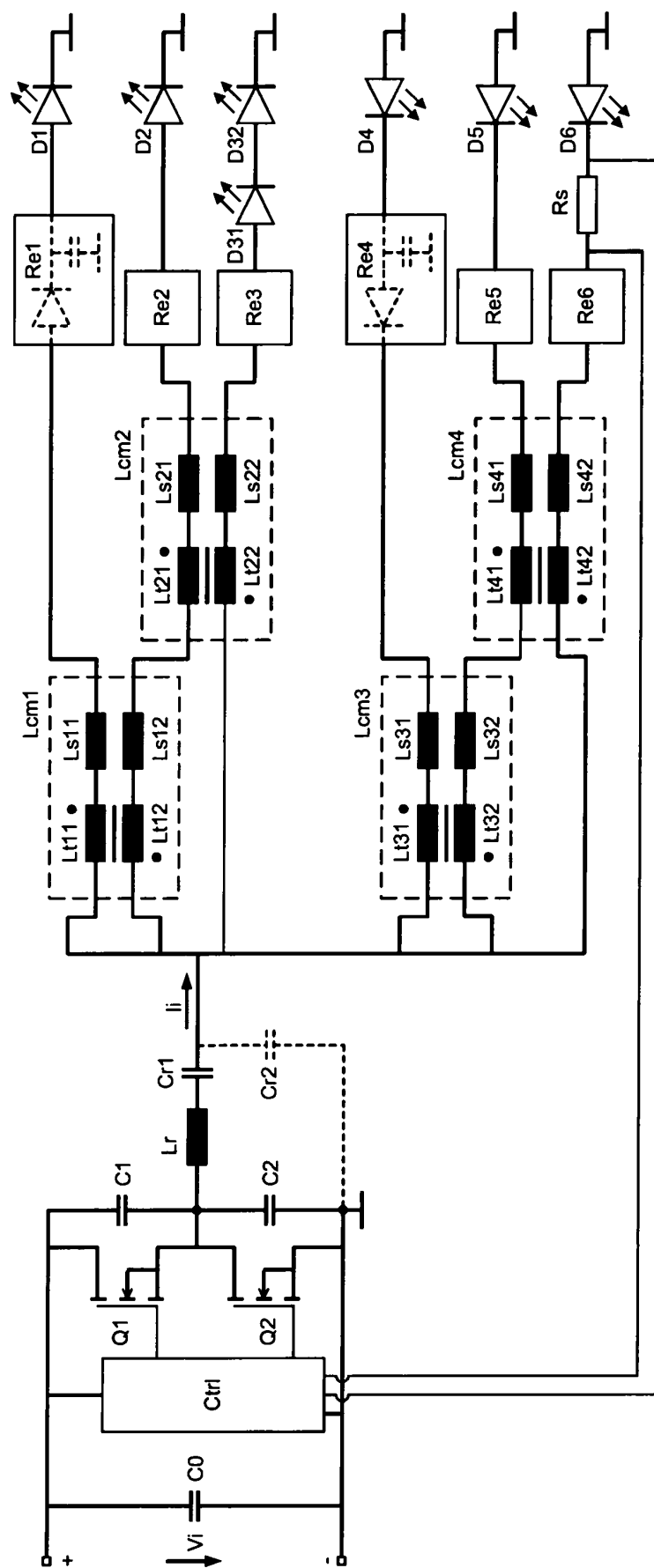


Fig. 21c

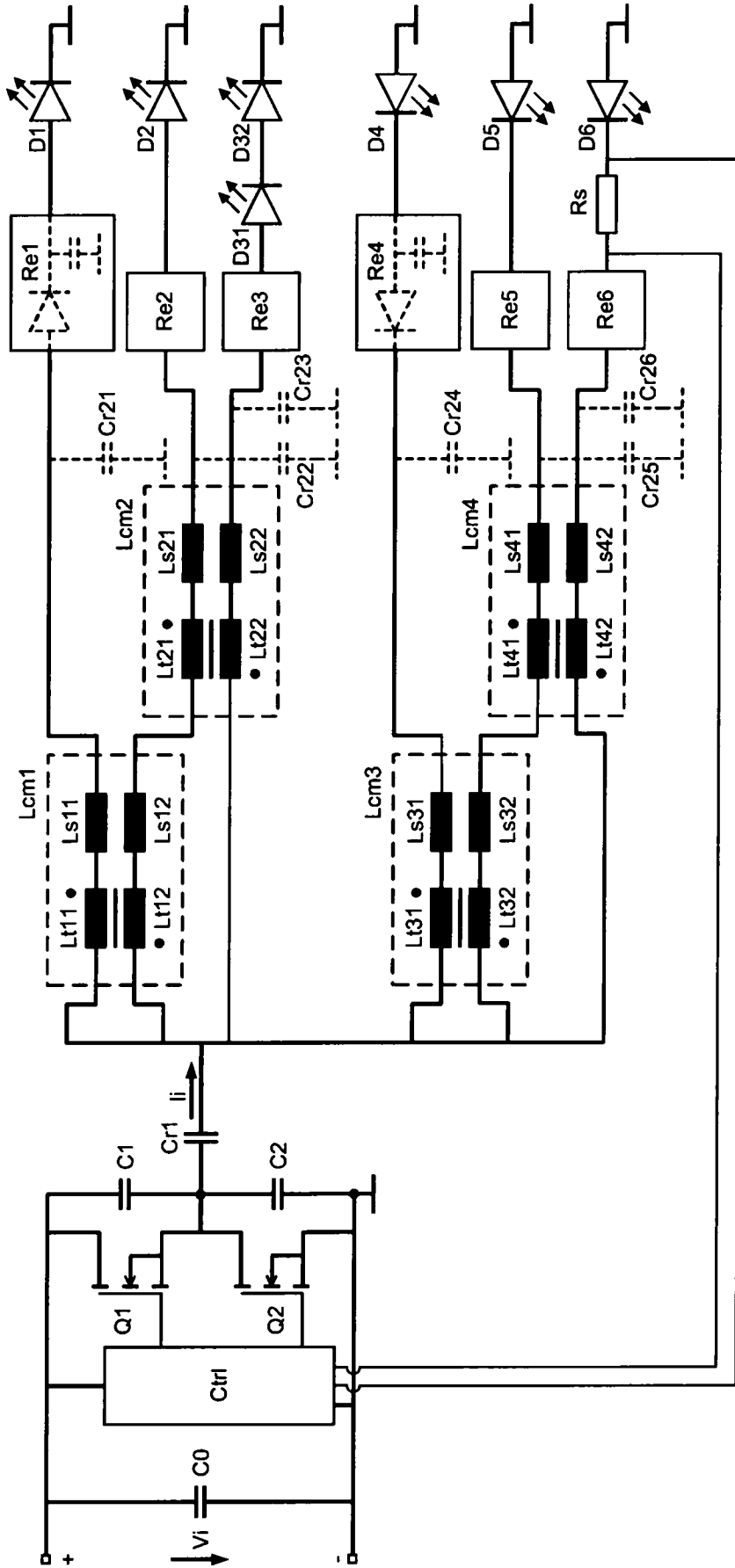


Fig. 21d

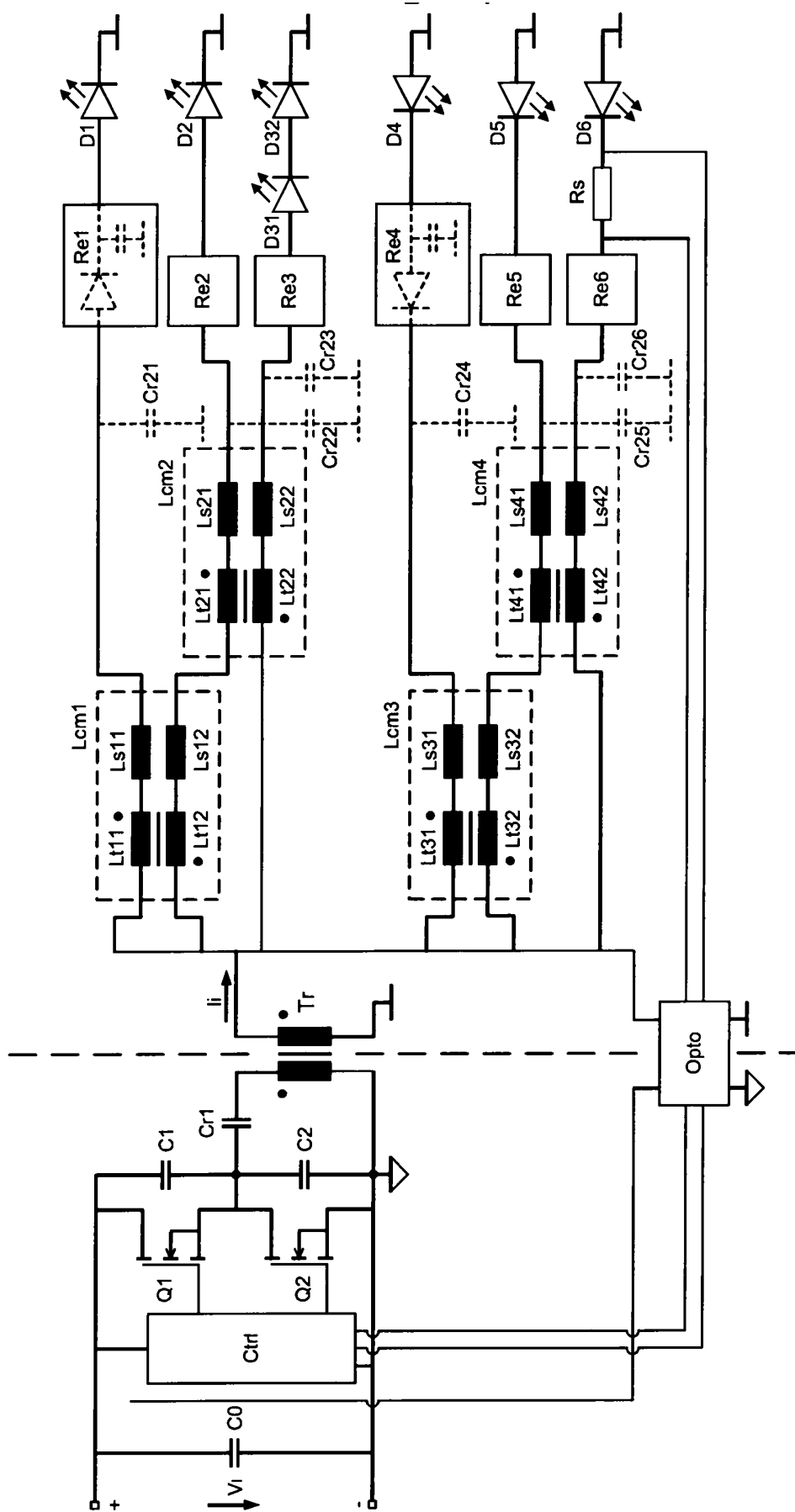


Fig. 21e

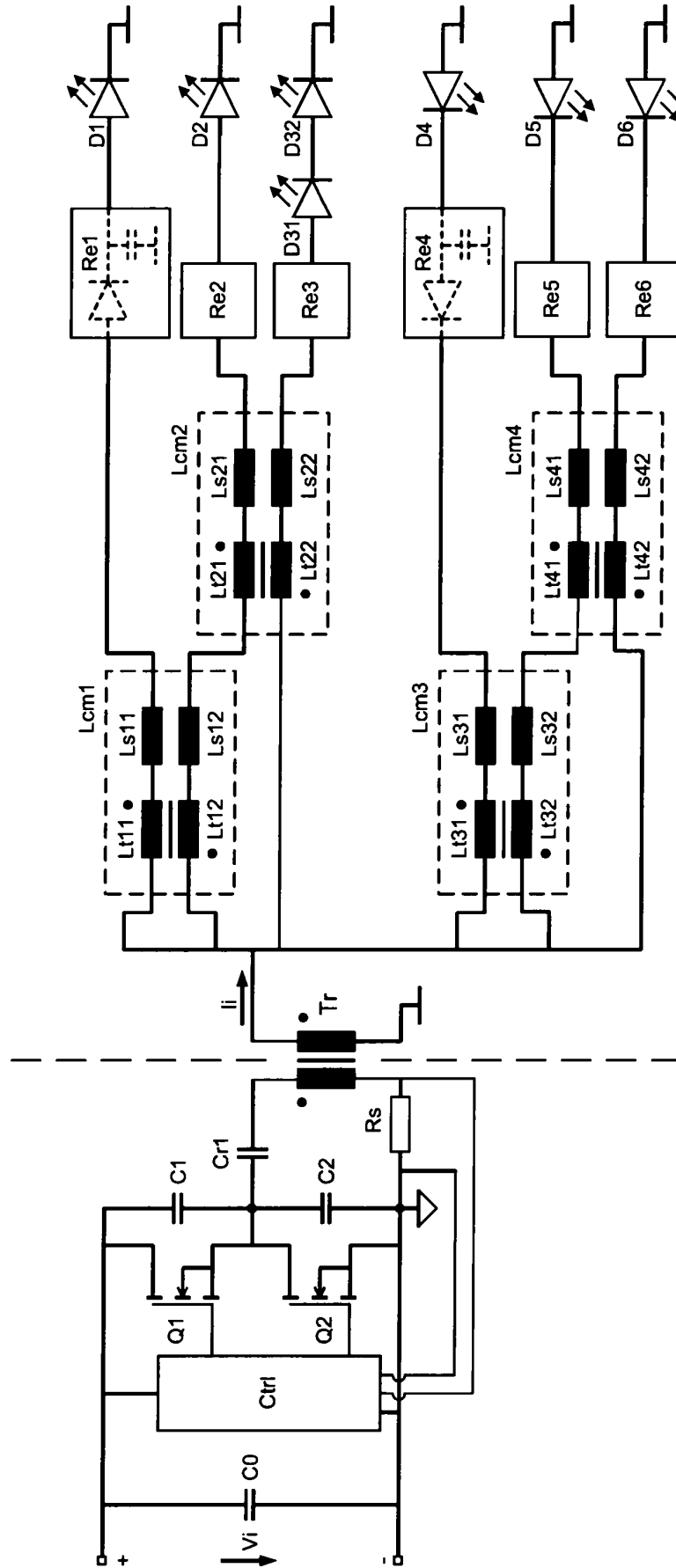


Fig. 21f

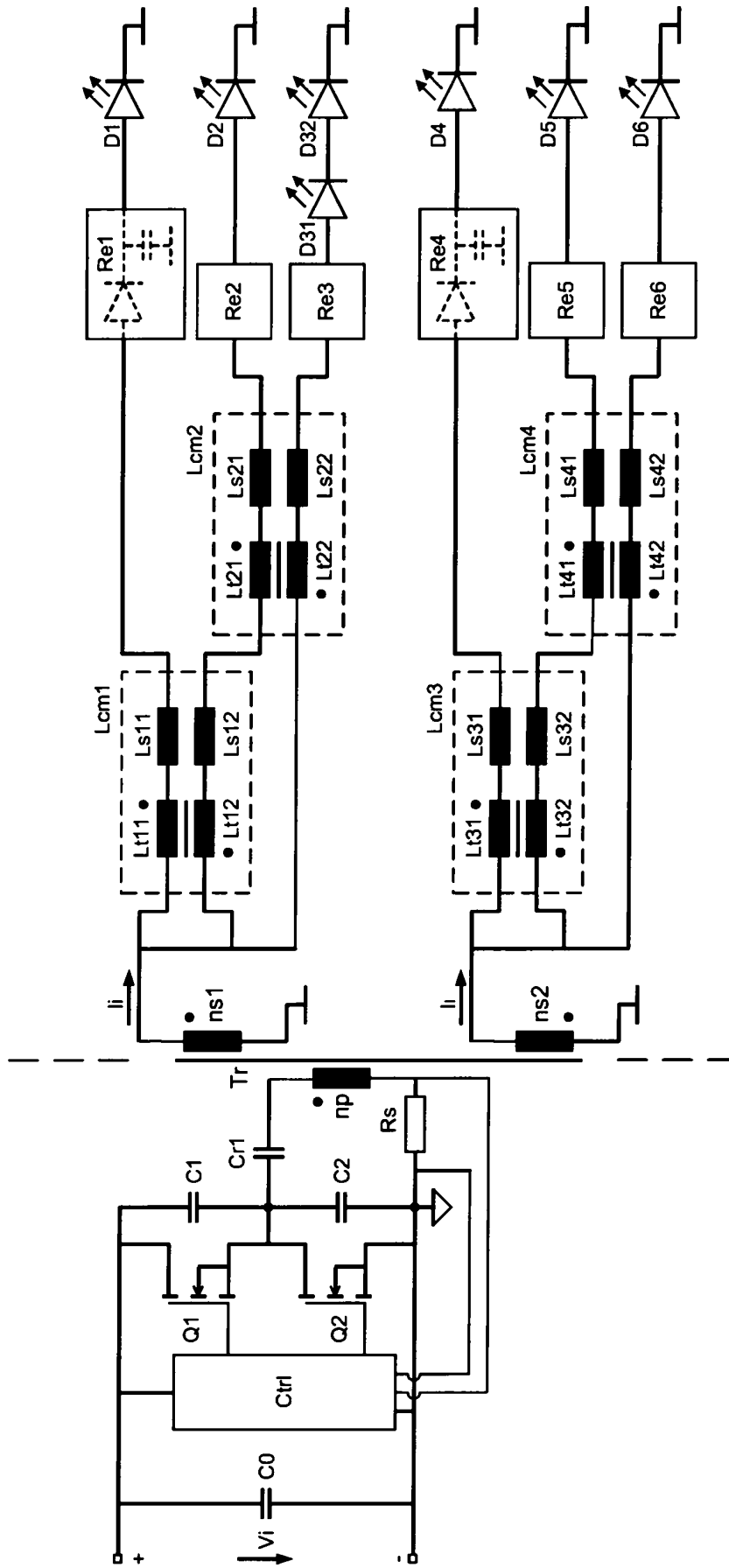


Fig. 22

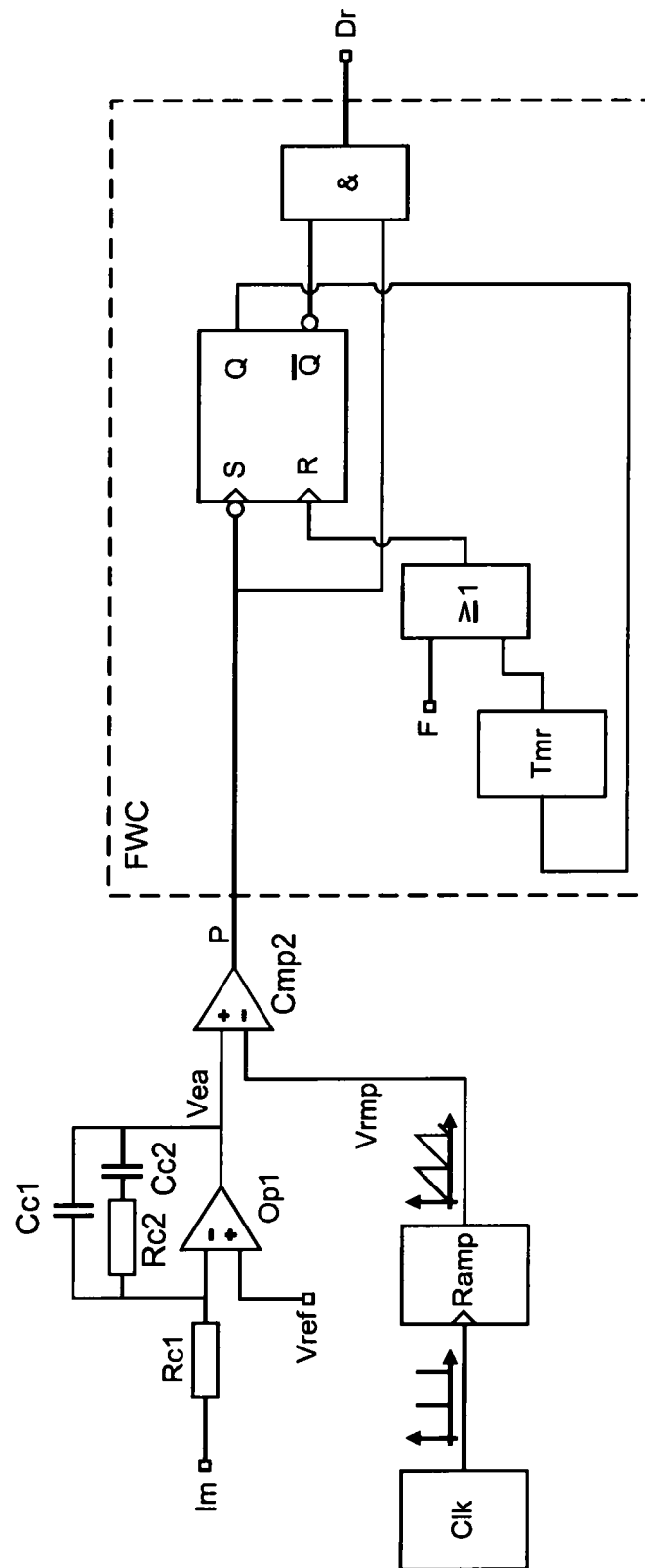


Fig. 23

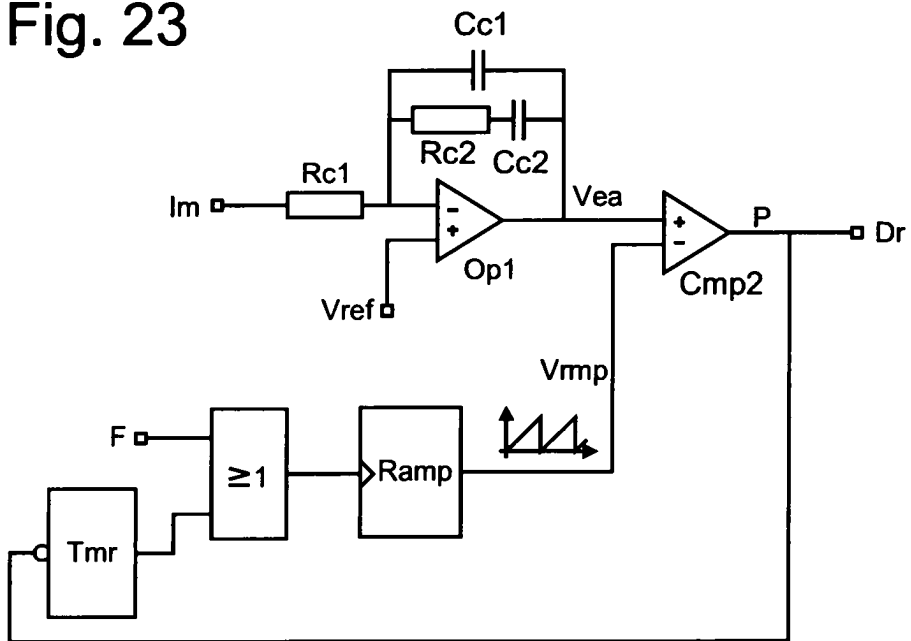


Fig. 24

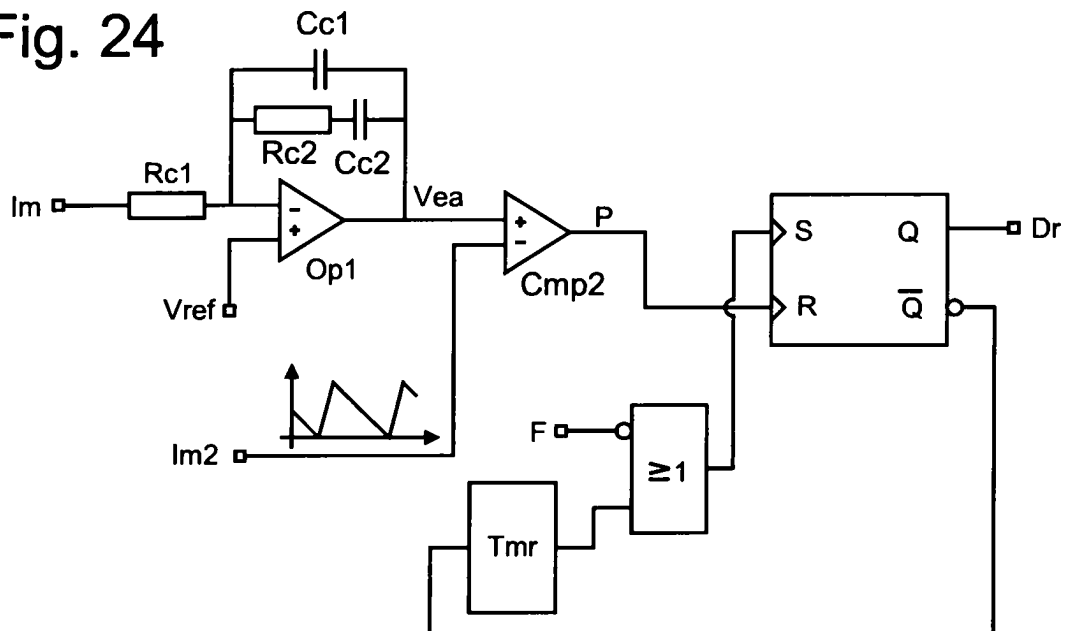


Fig. 25

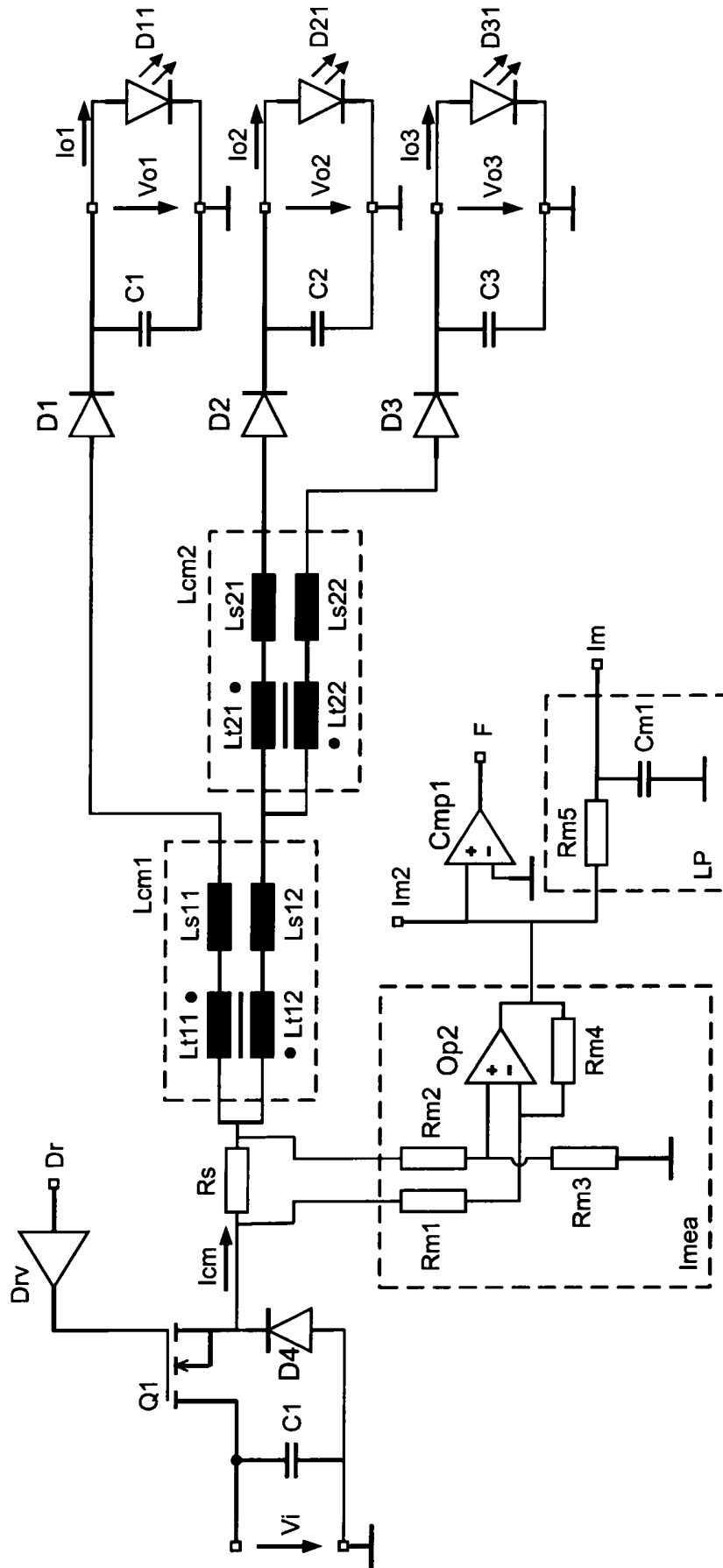


Fig. 26

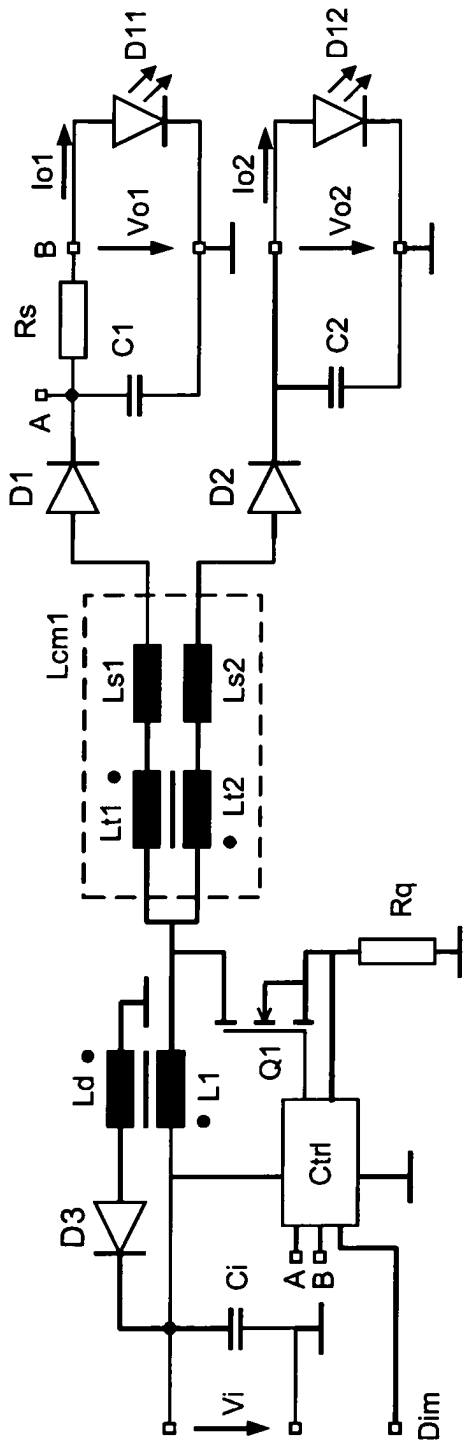


Fig. 27

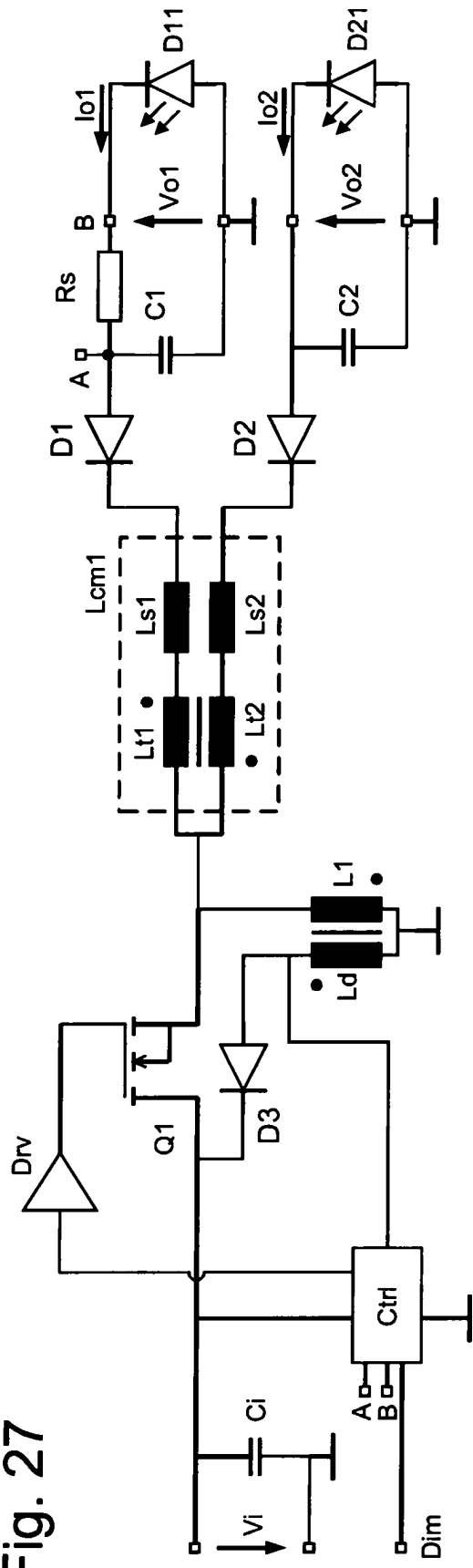


Fig. 28a

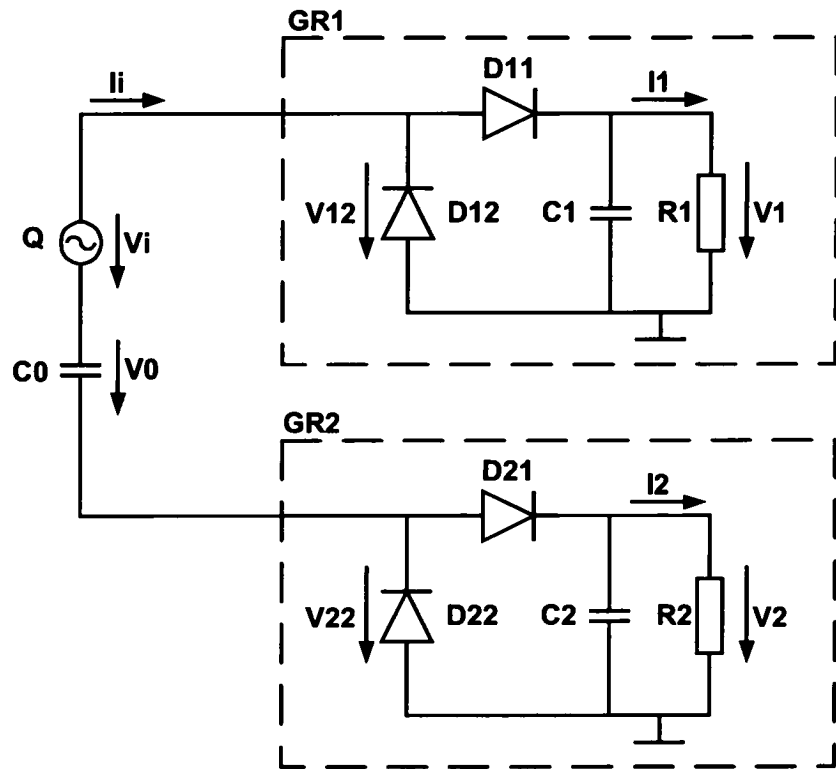


Fig. 28b

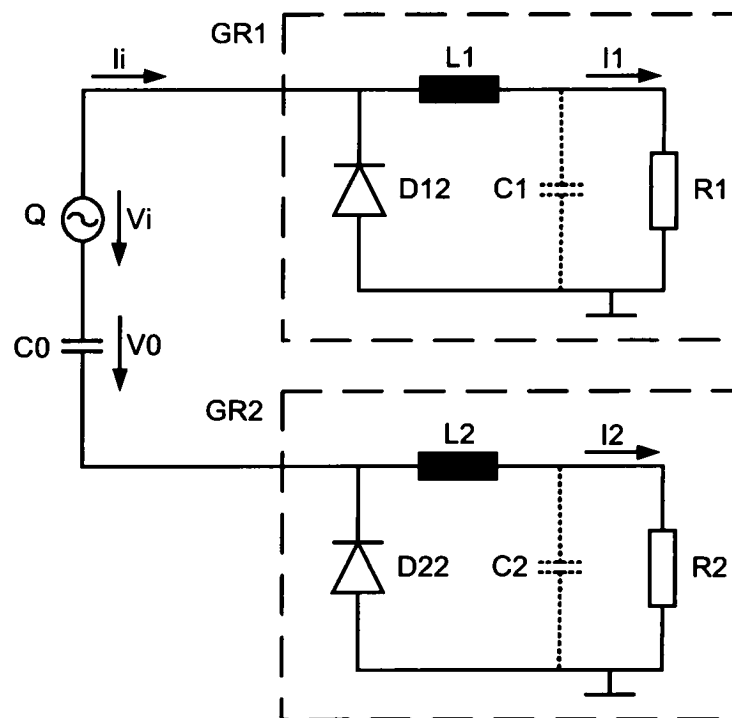


Fig. 28c

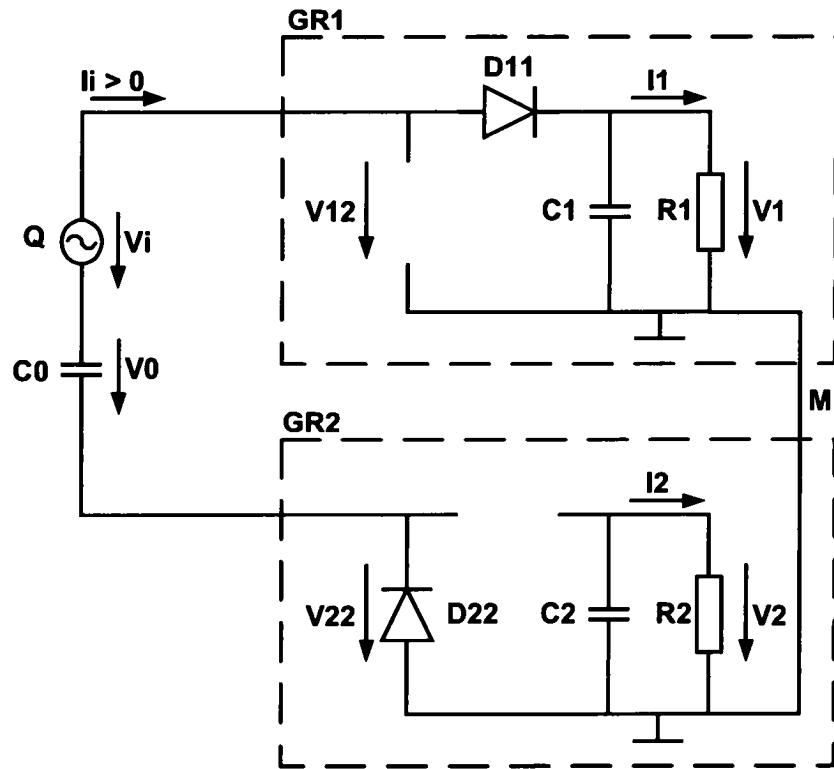


Fig. 28d

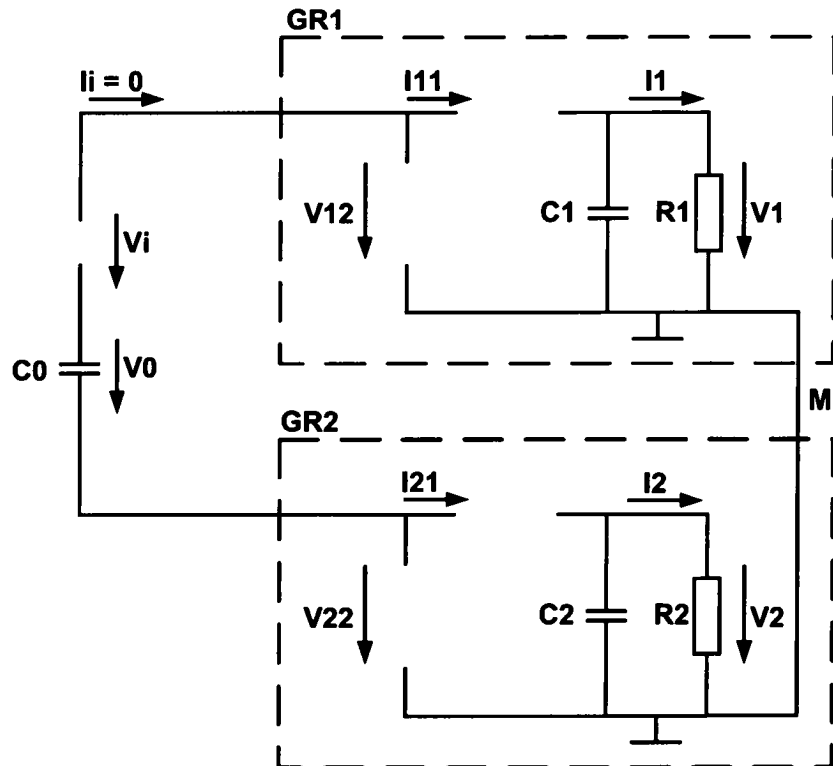


Fig. 28e

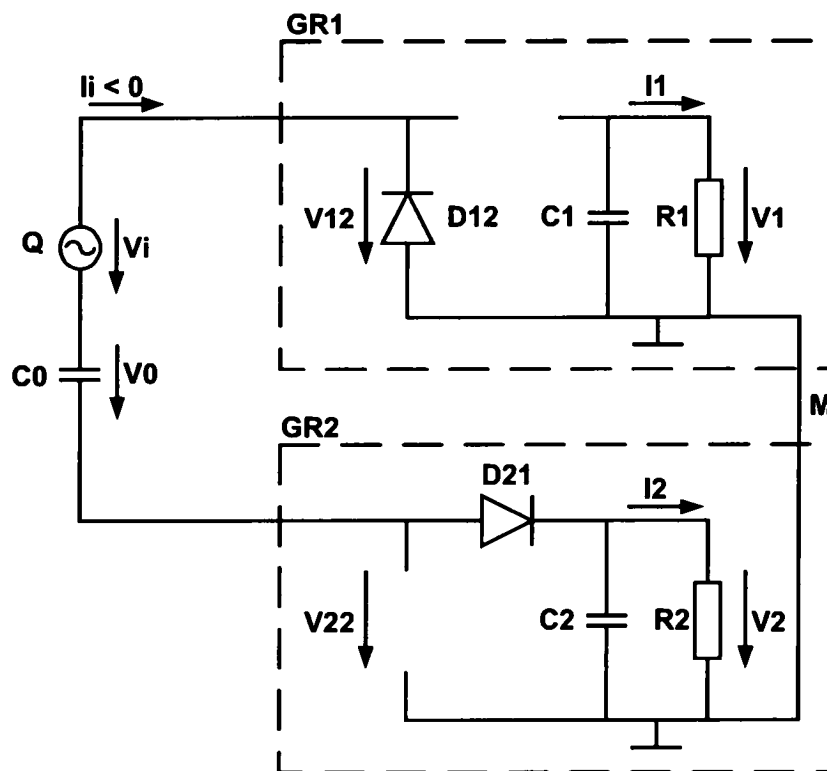


Fig. 28f

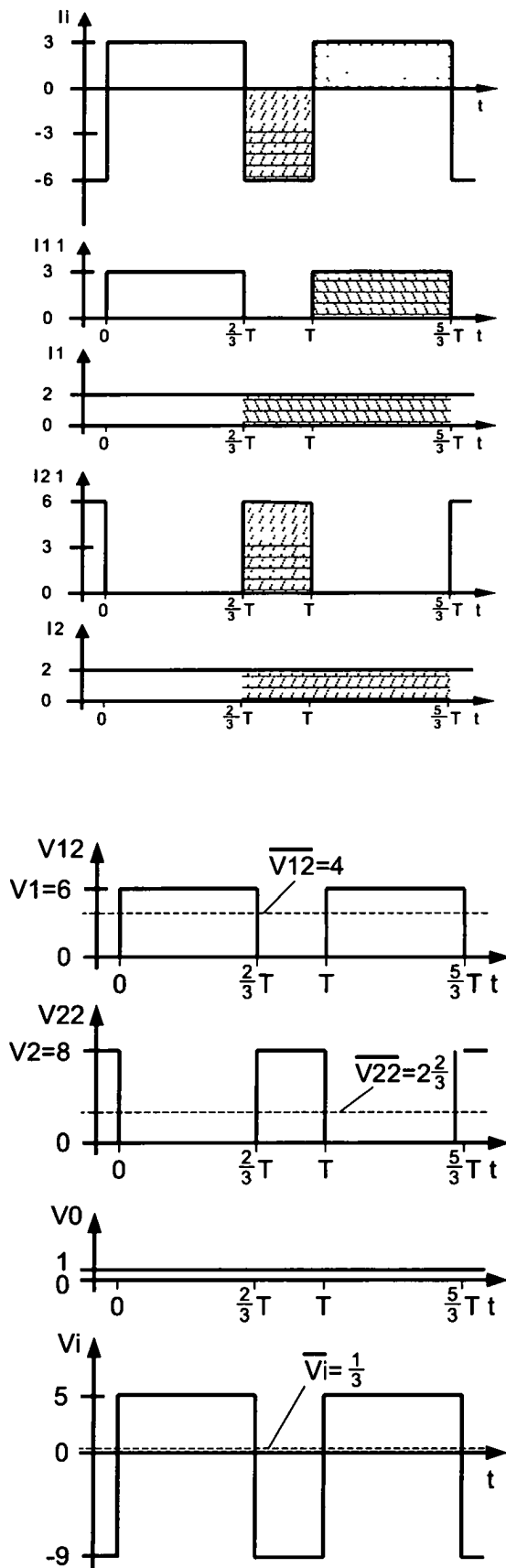


Fig. 28g

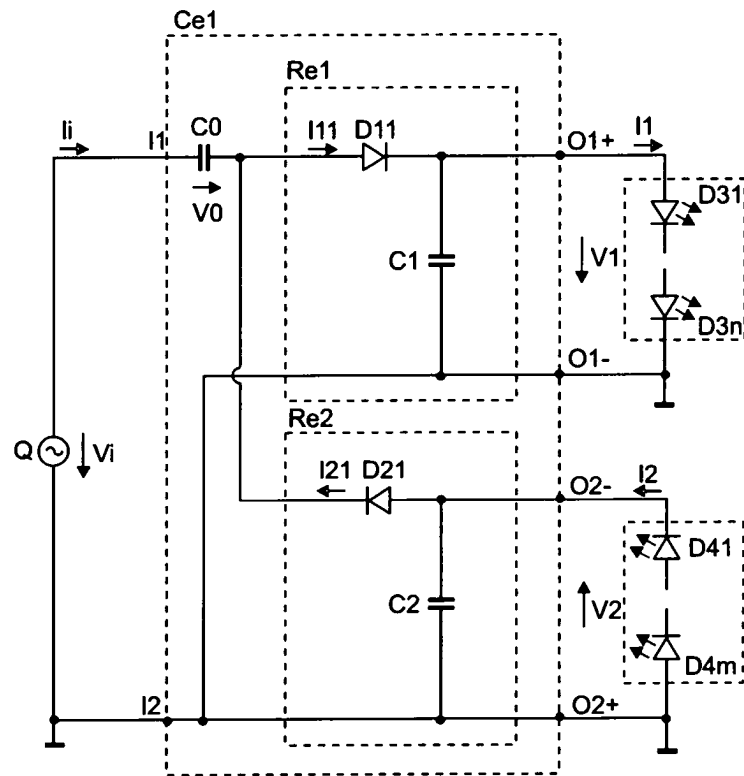


Fig. 28h

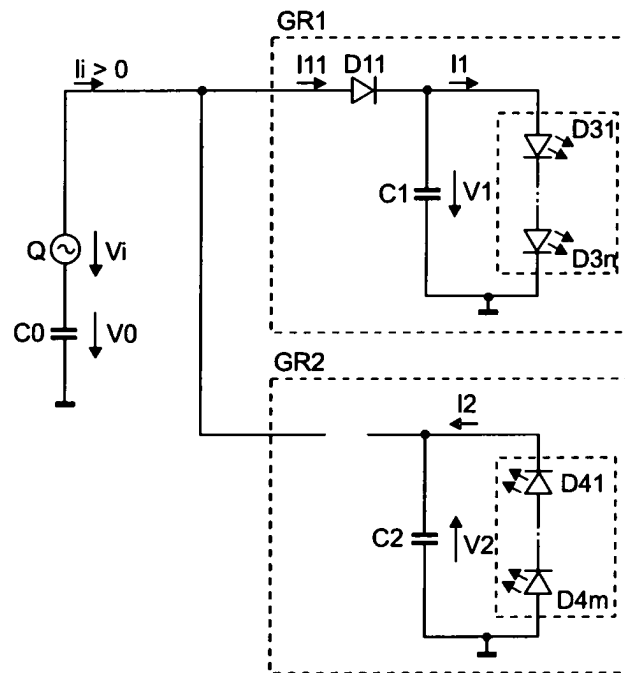


Fig. 28i

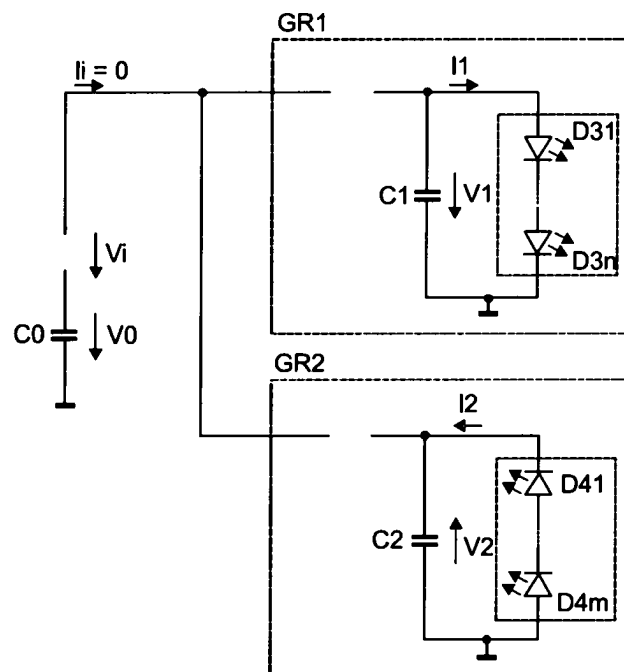


Fig. 28j

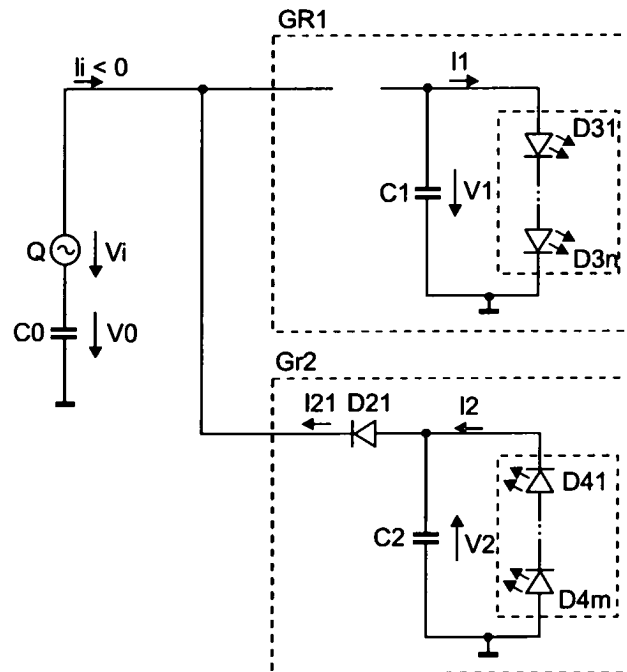


Fig. 28k

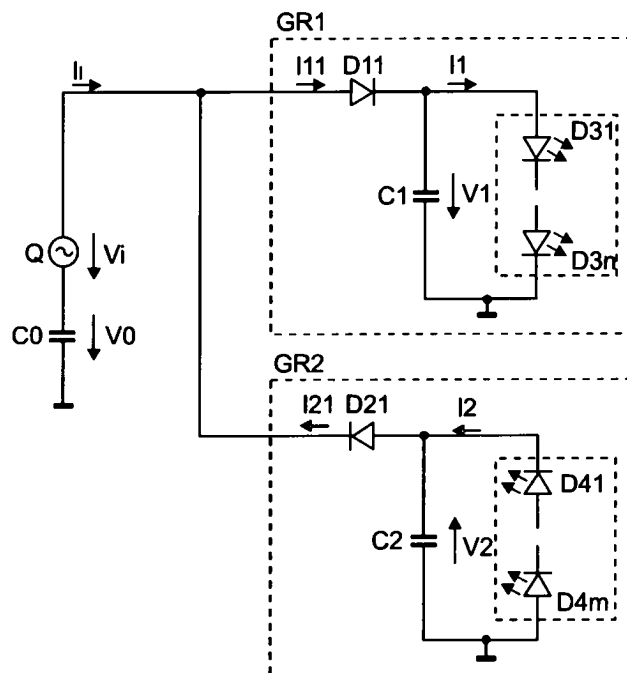


Fig. 29a

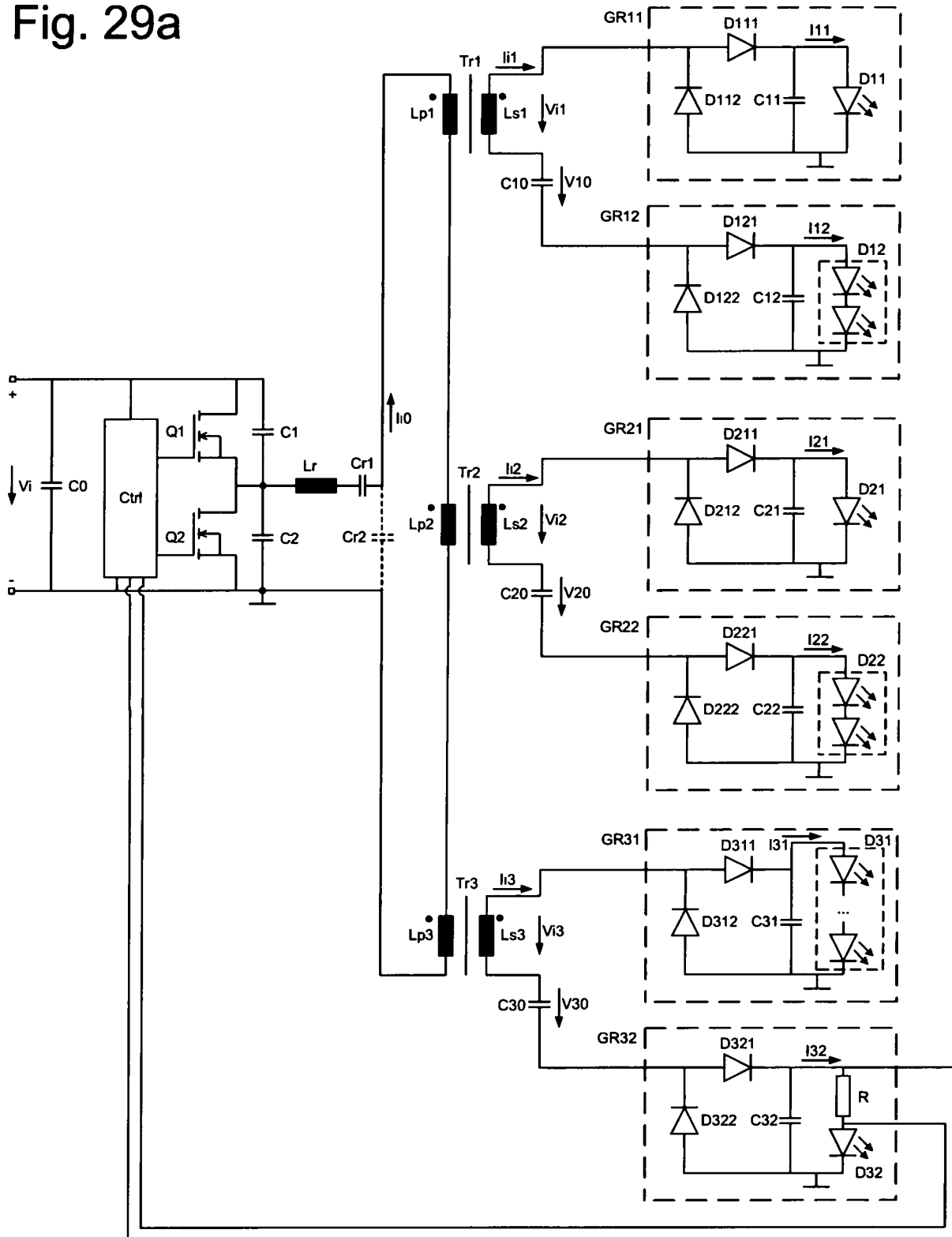


Fig. 29b

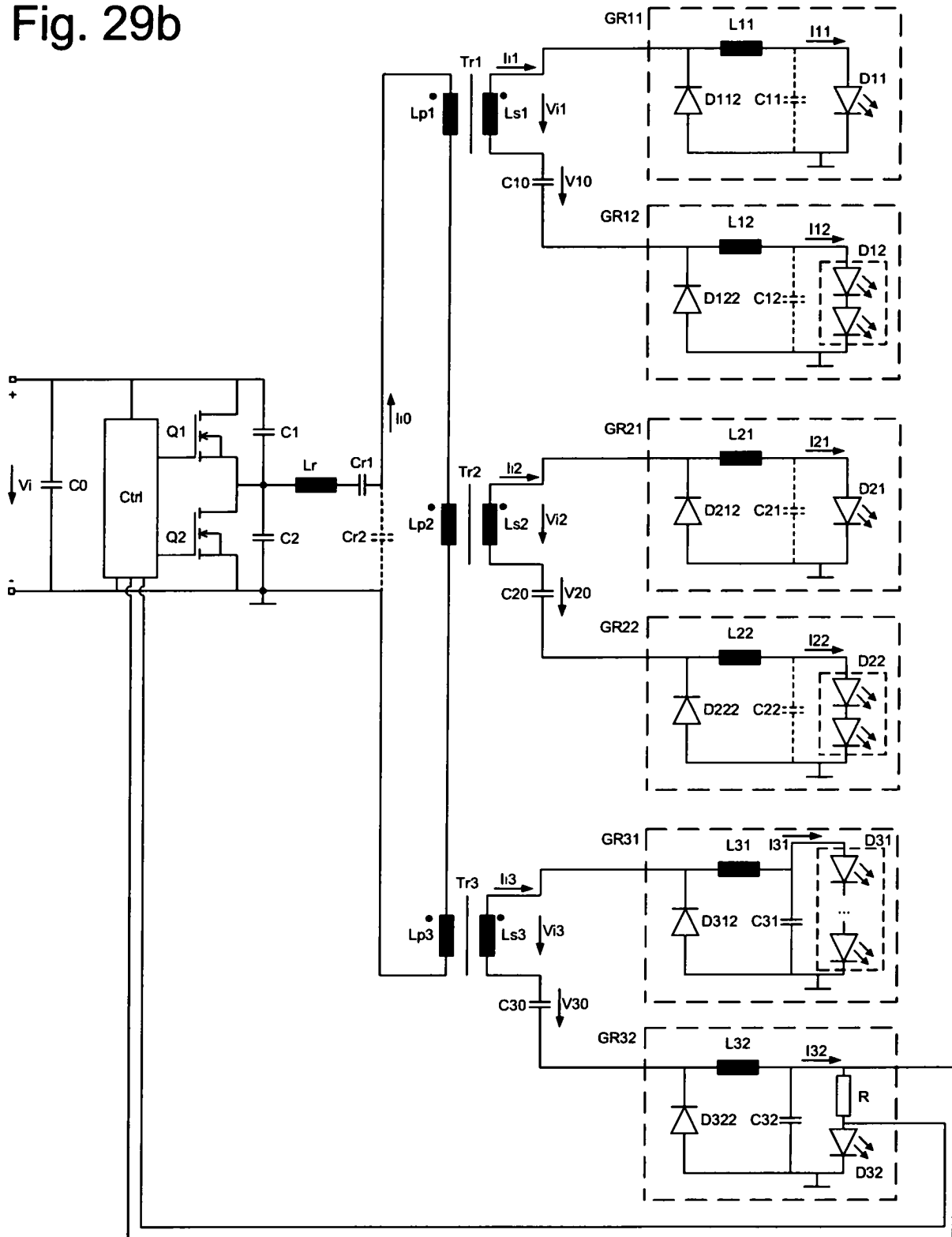


Fig. 29c

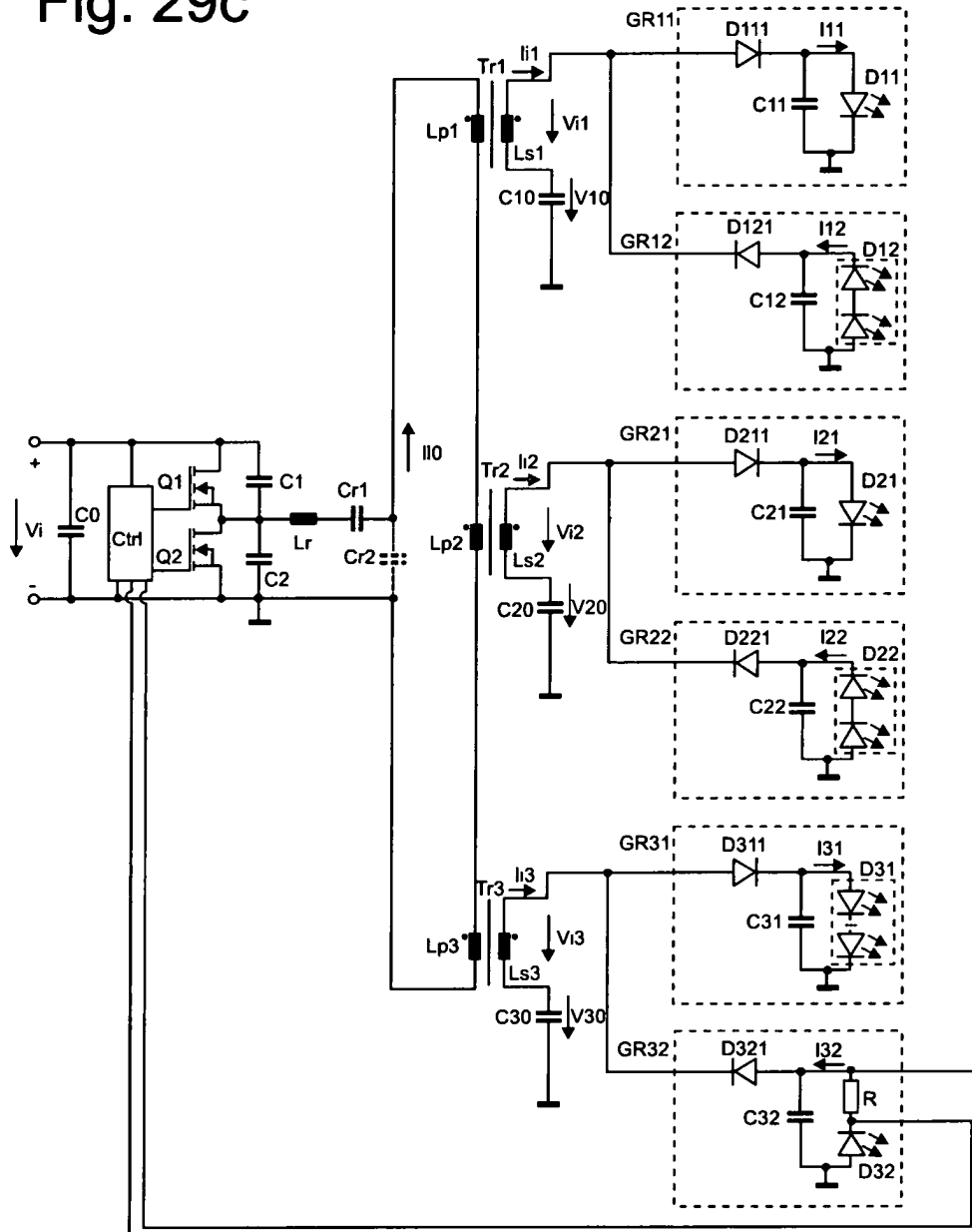


Fig. 29d

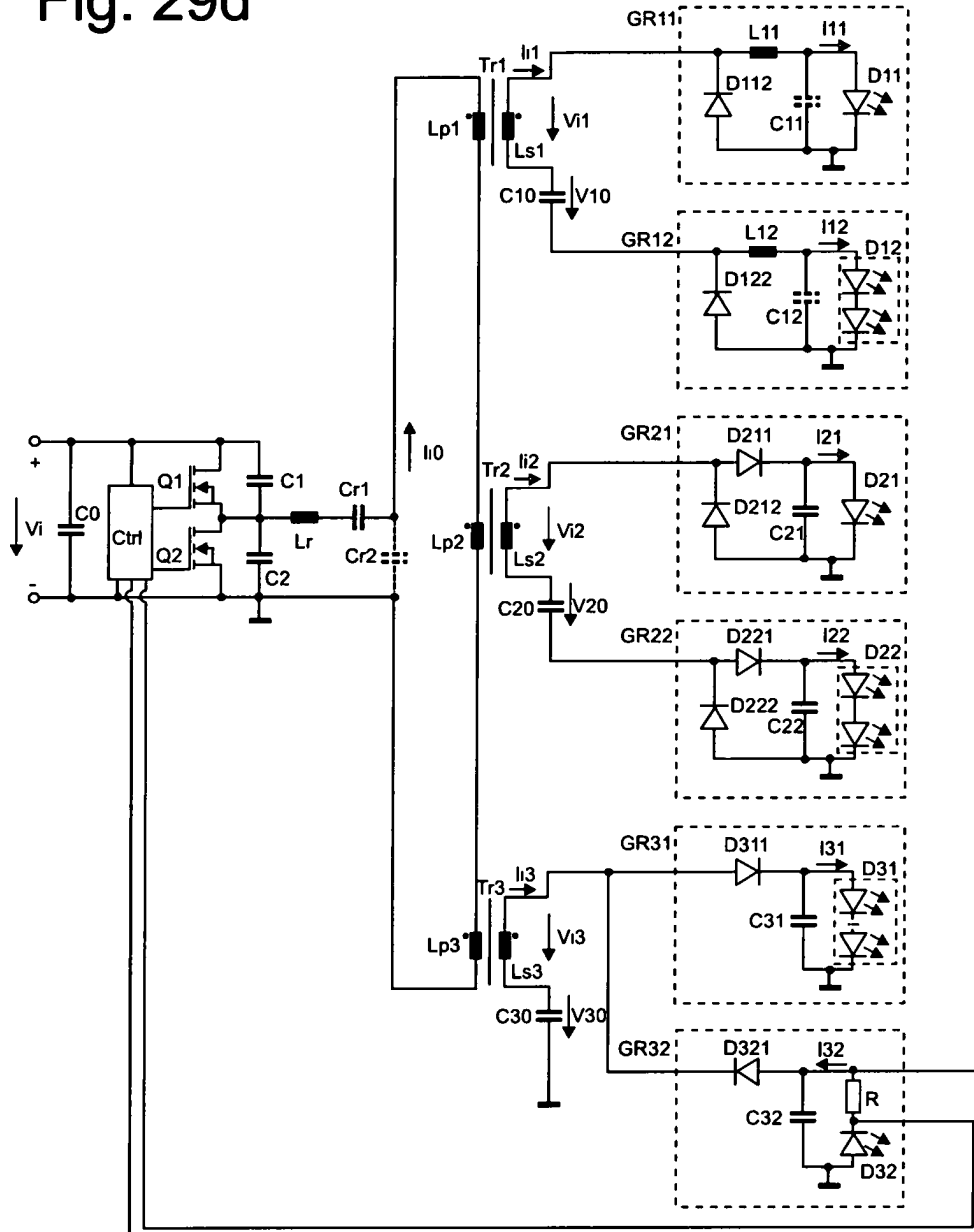


Fig. 30a

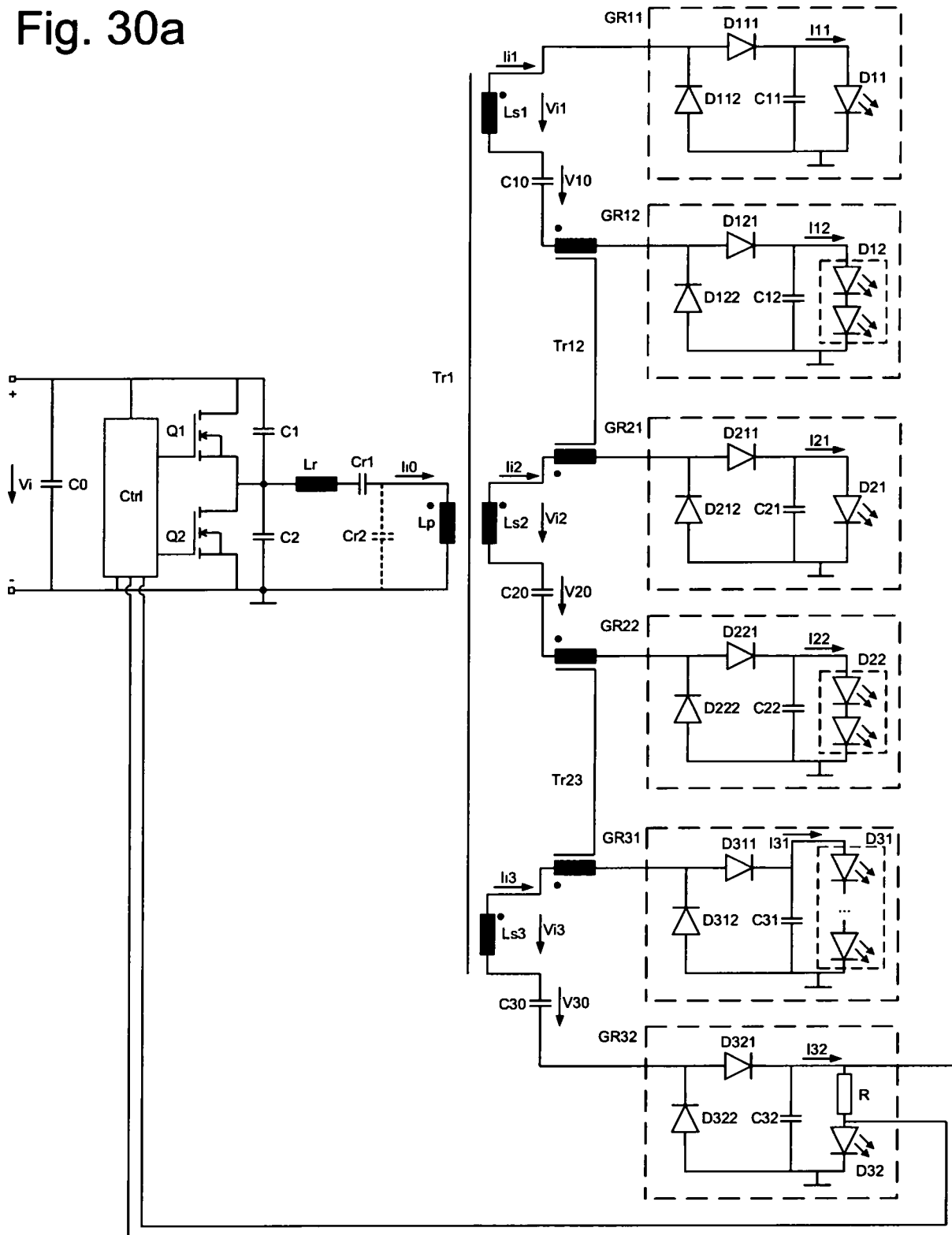


Fig. 30b

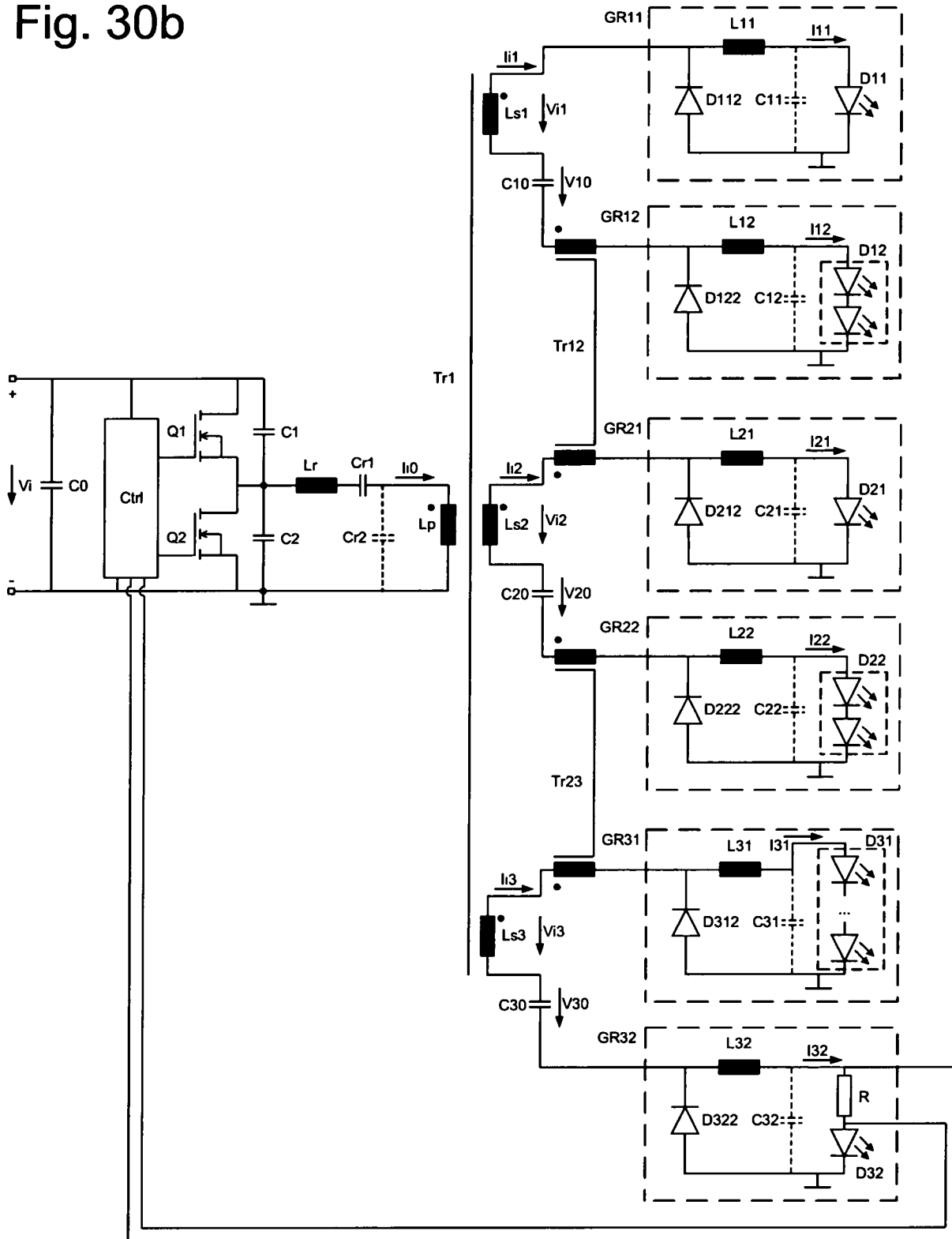


Fig. 30c

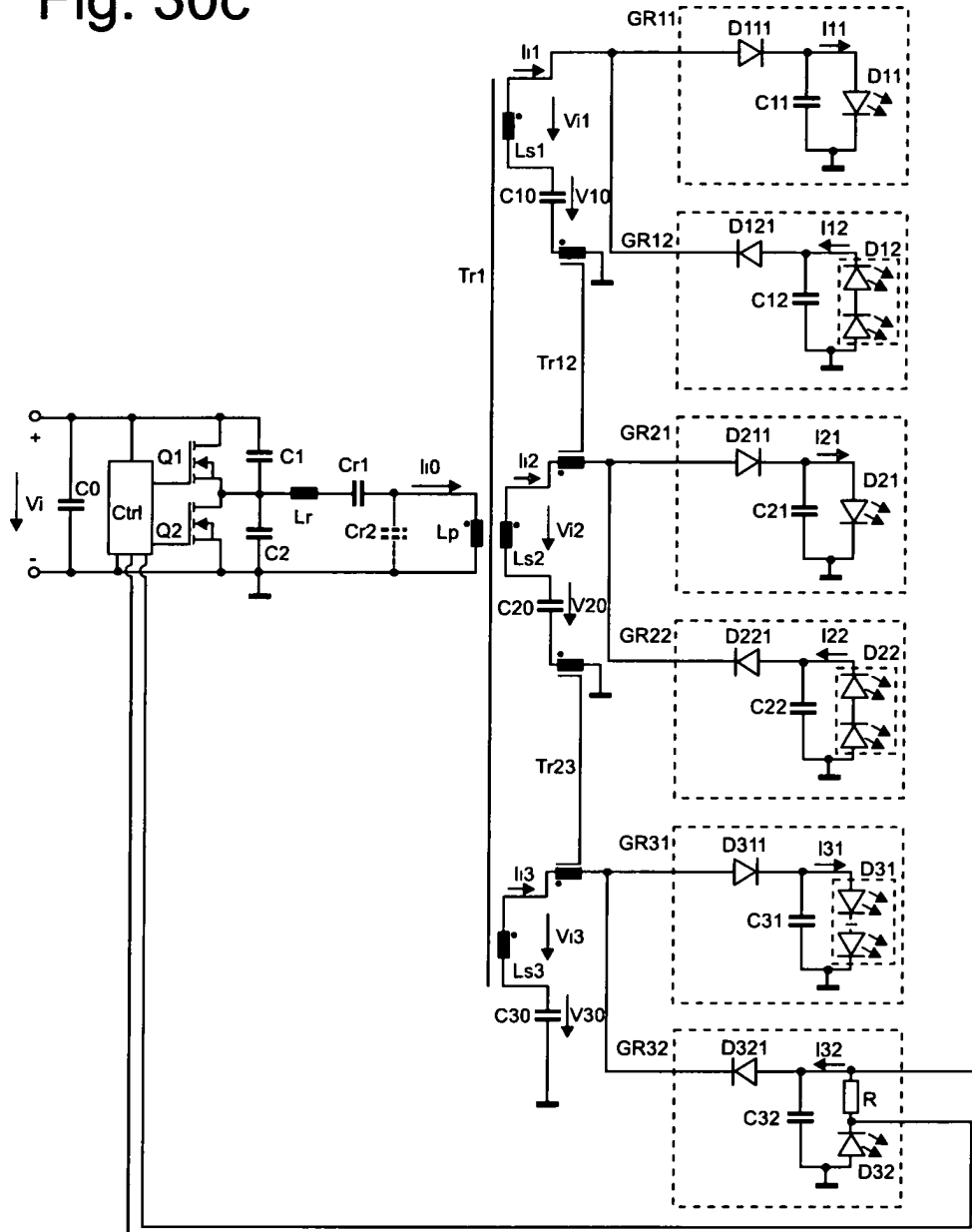


Fig. 30d

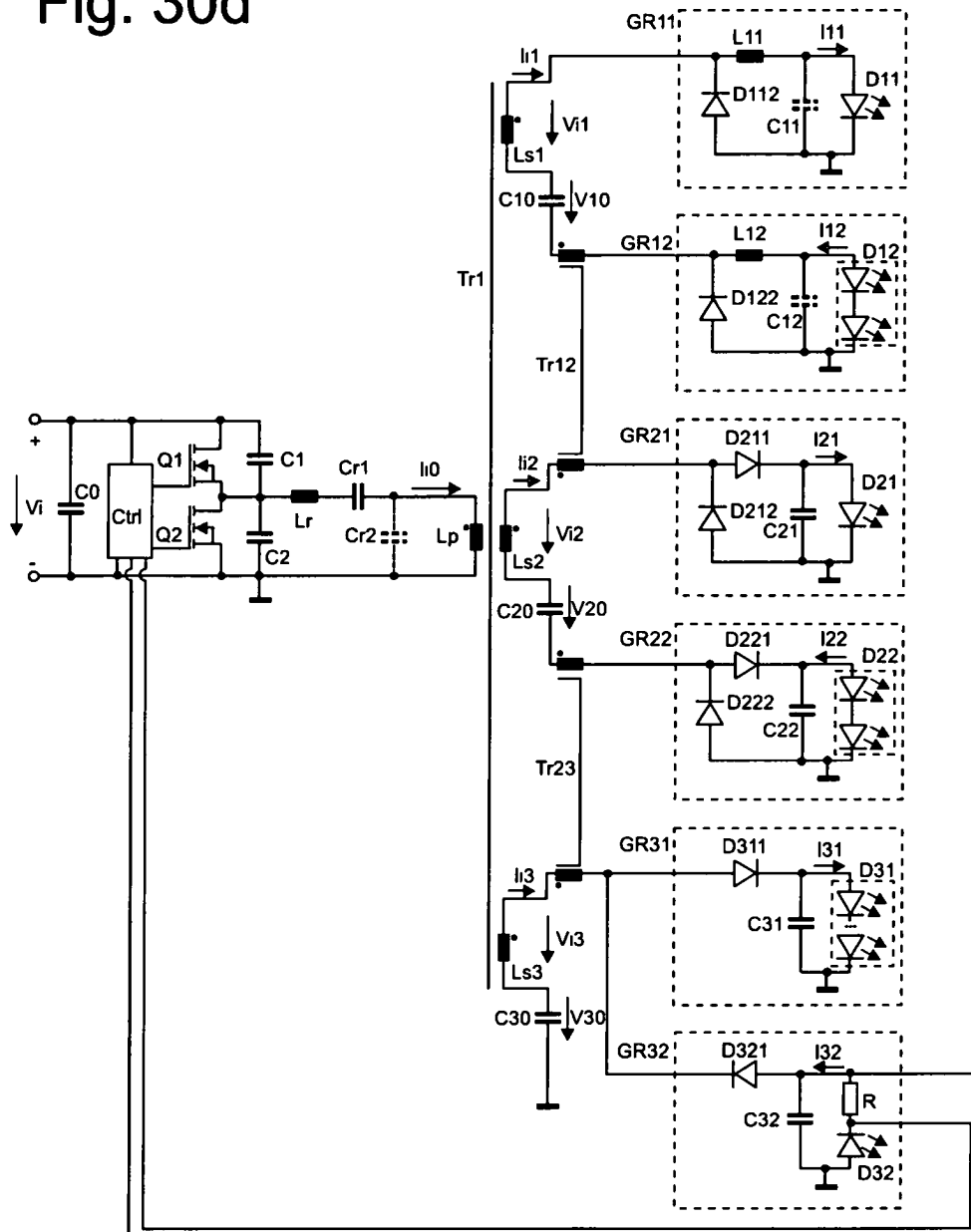


Fig. 31

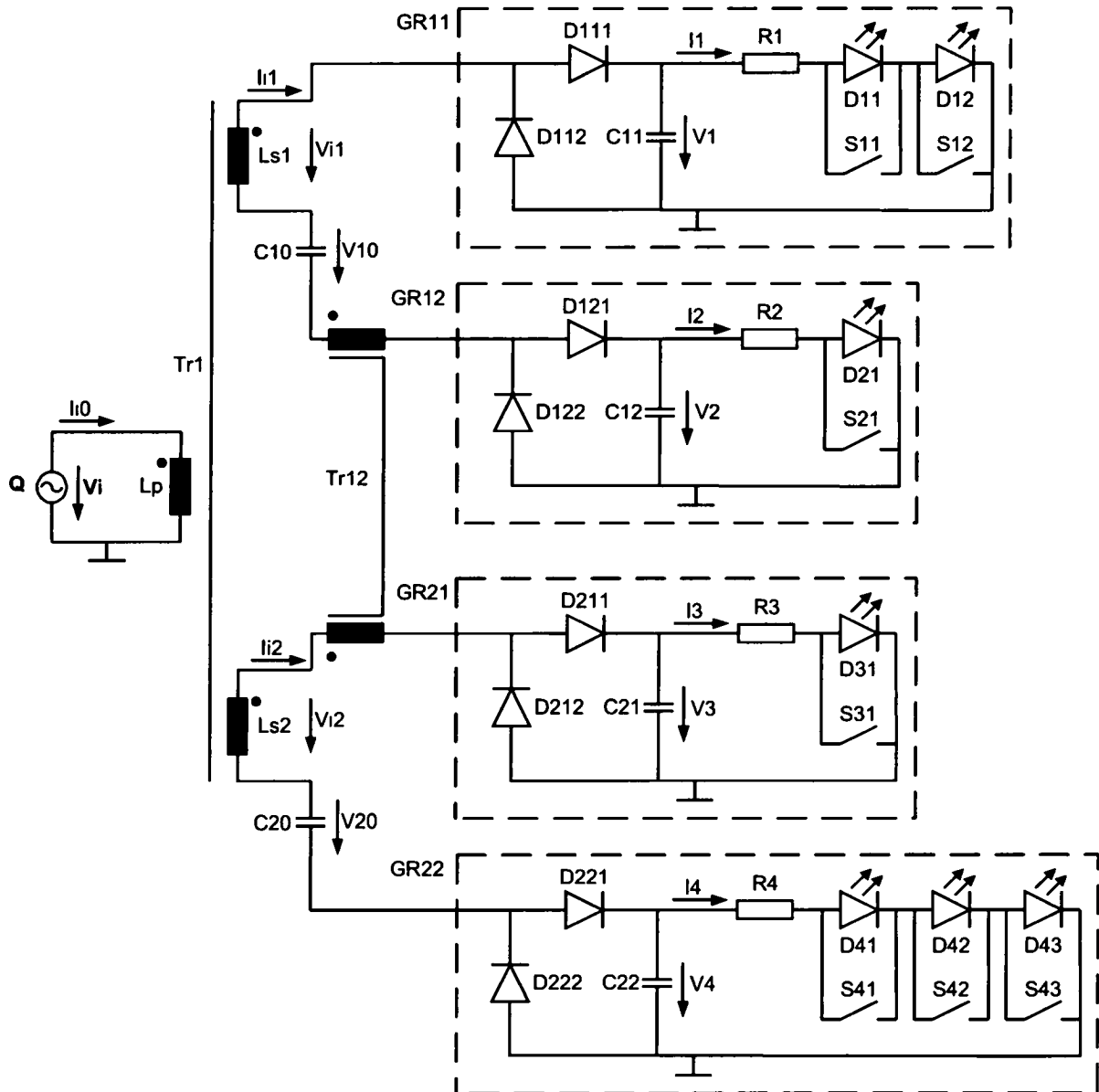


Fig. 32

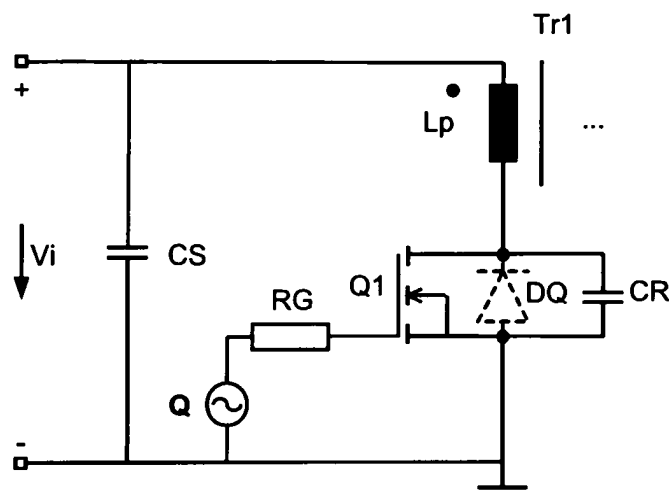


Fig. 33

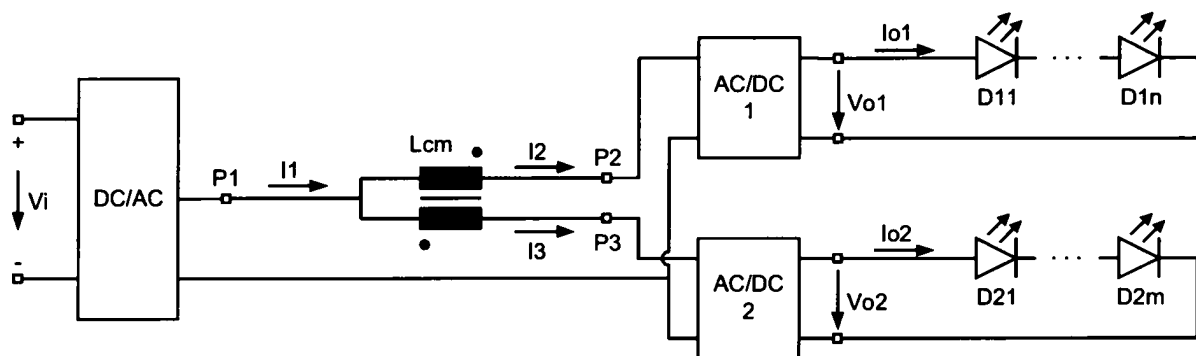


Fig. 34

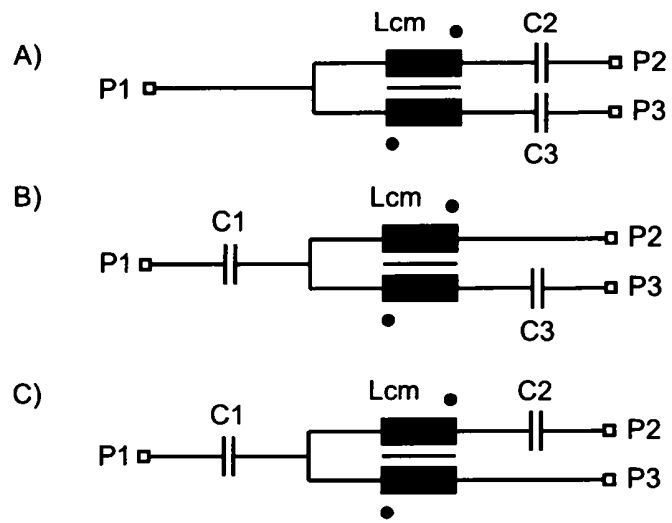


Fig. 35

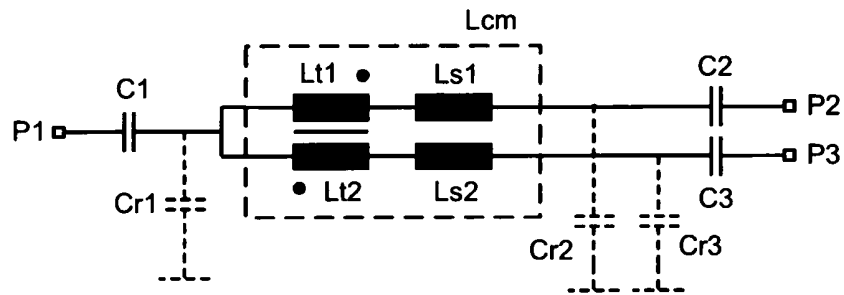


Fig. 36

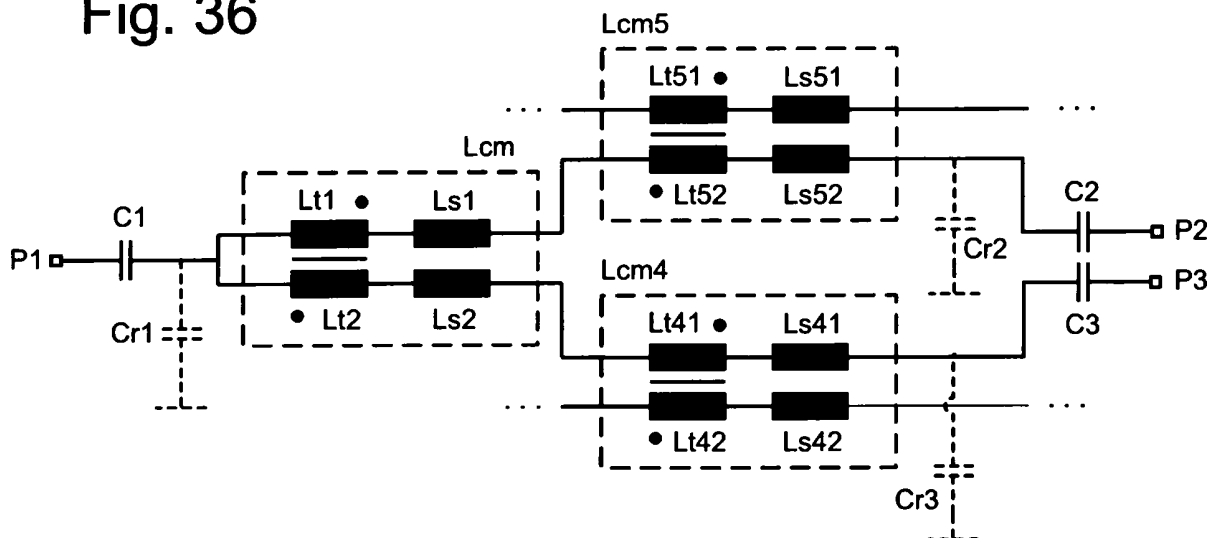


Fig. 37

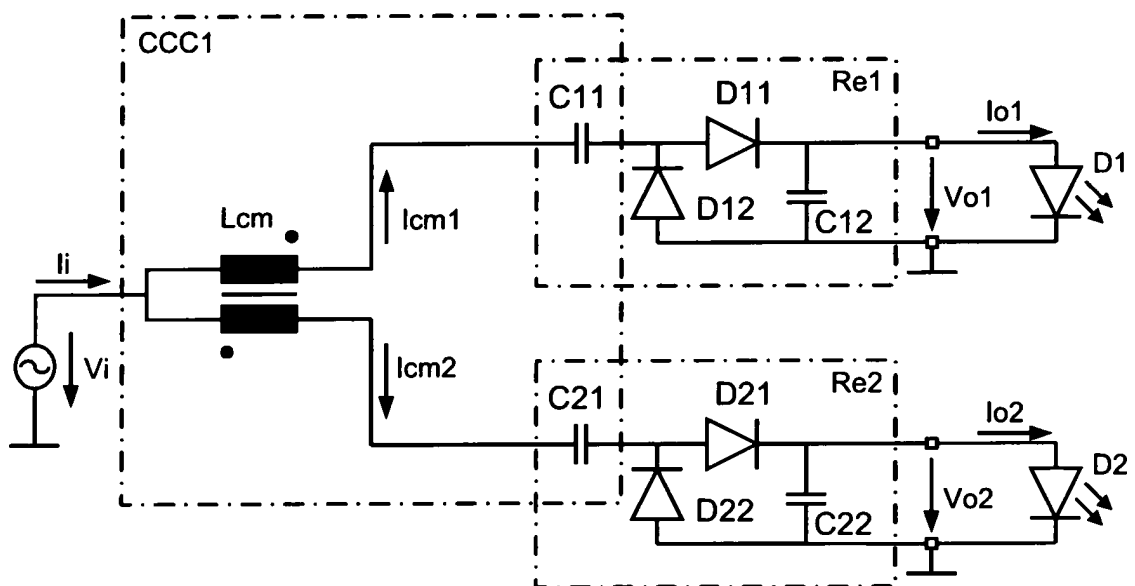


Fig. 38

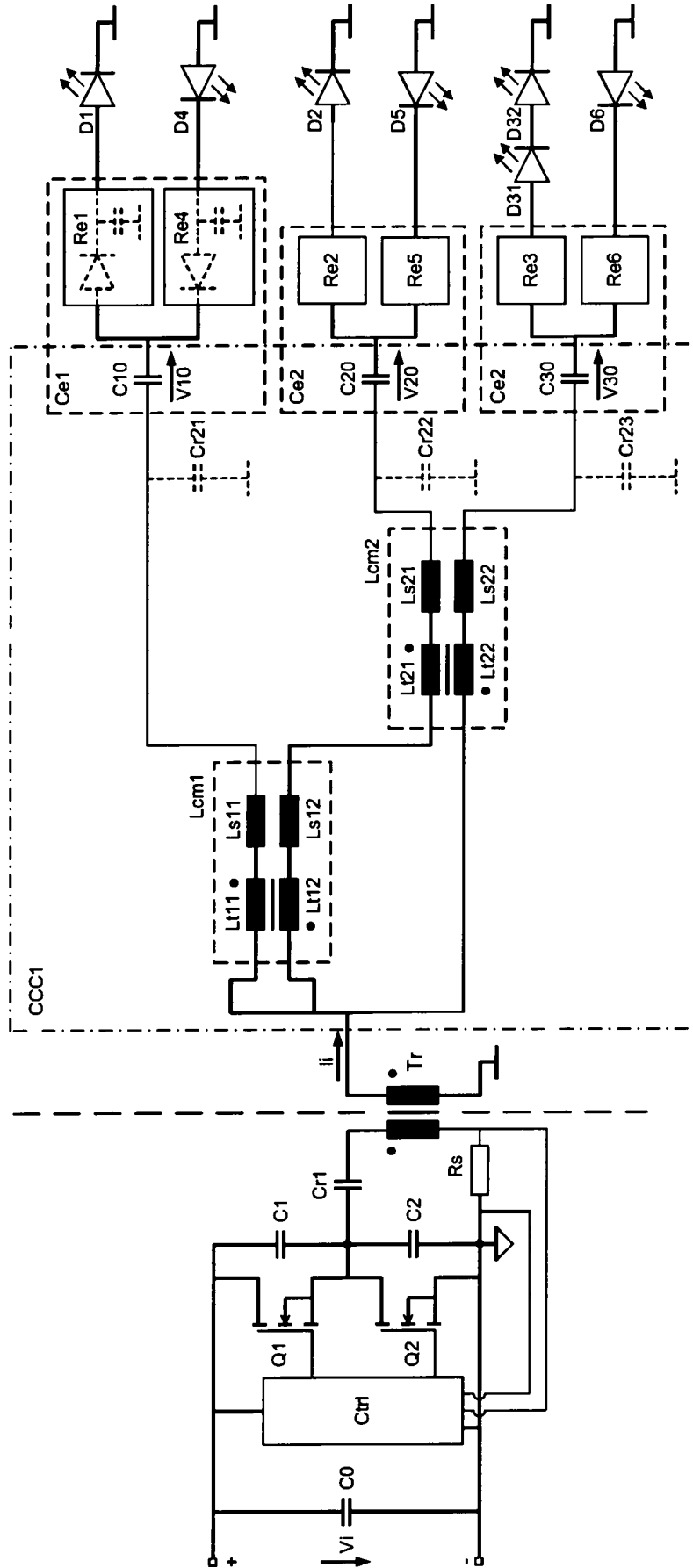


Fig. 39a

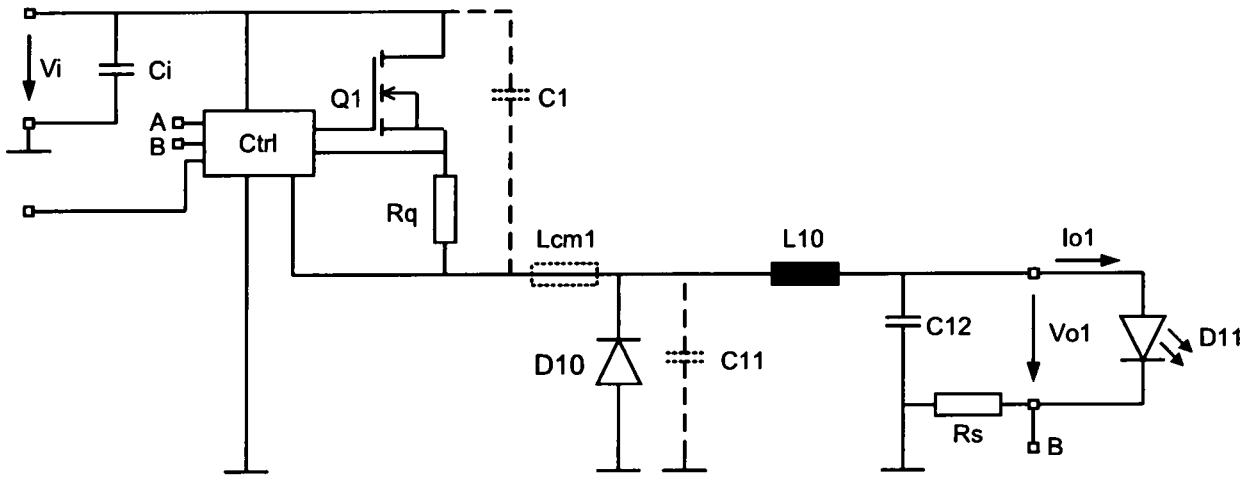


Fig. 39b

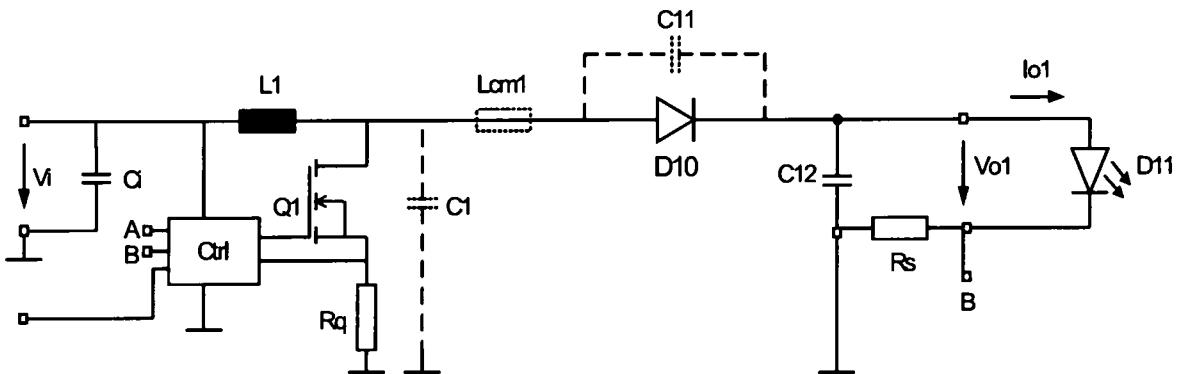


Fig. 39c

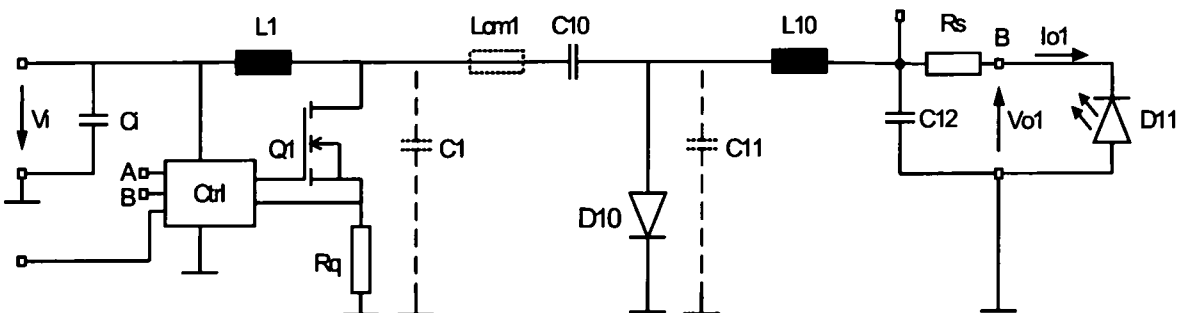


Fig. 40

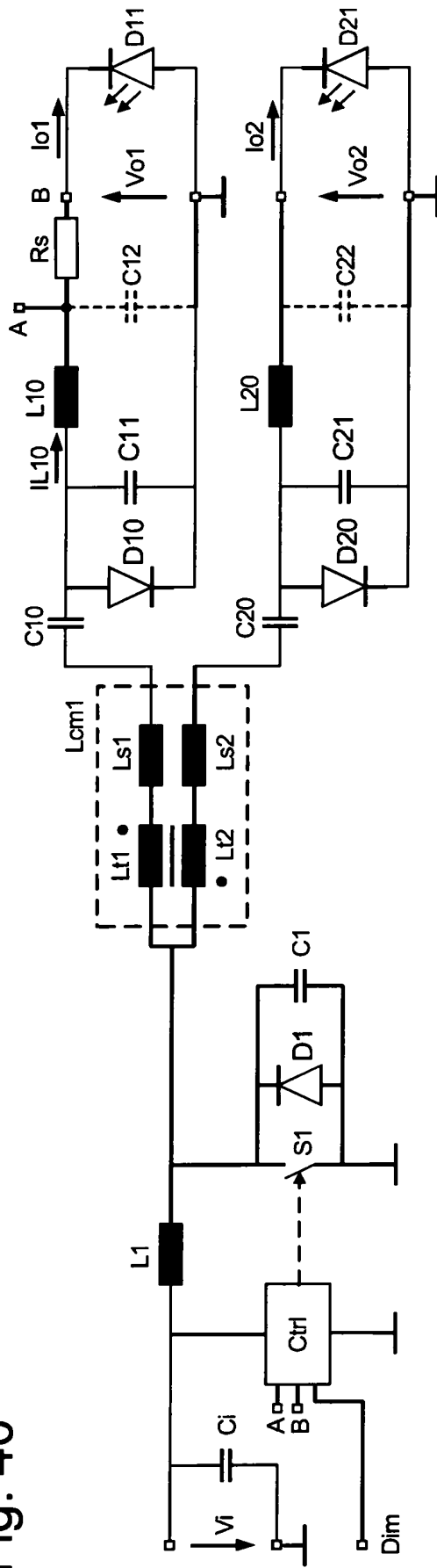


Fig. 41a

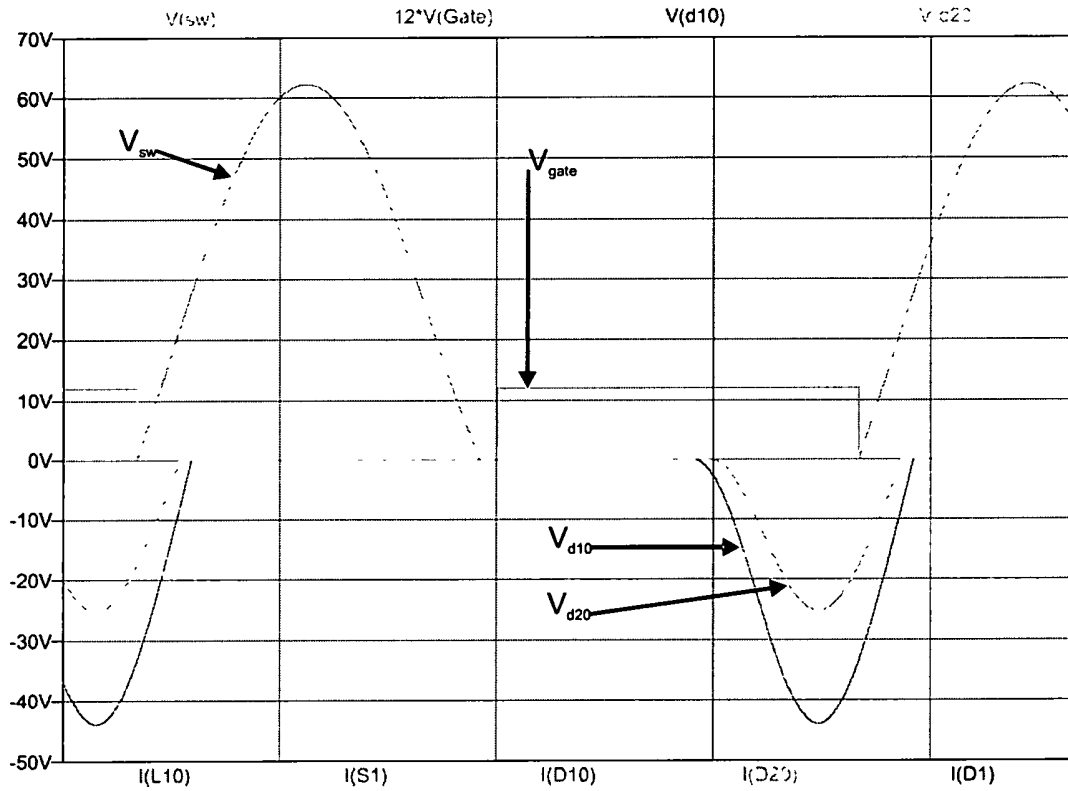


Fig. 41b

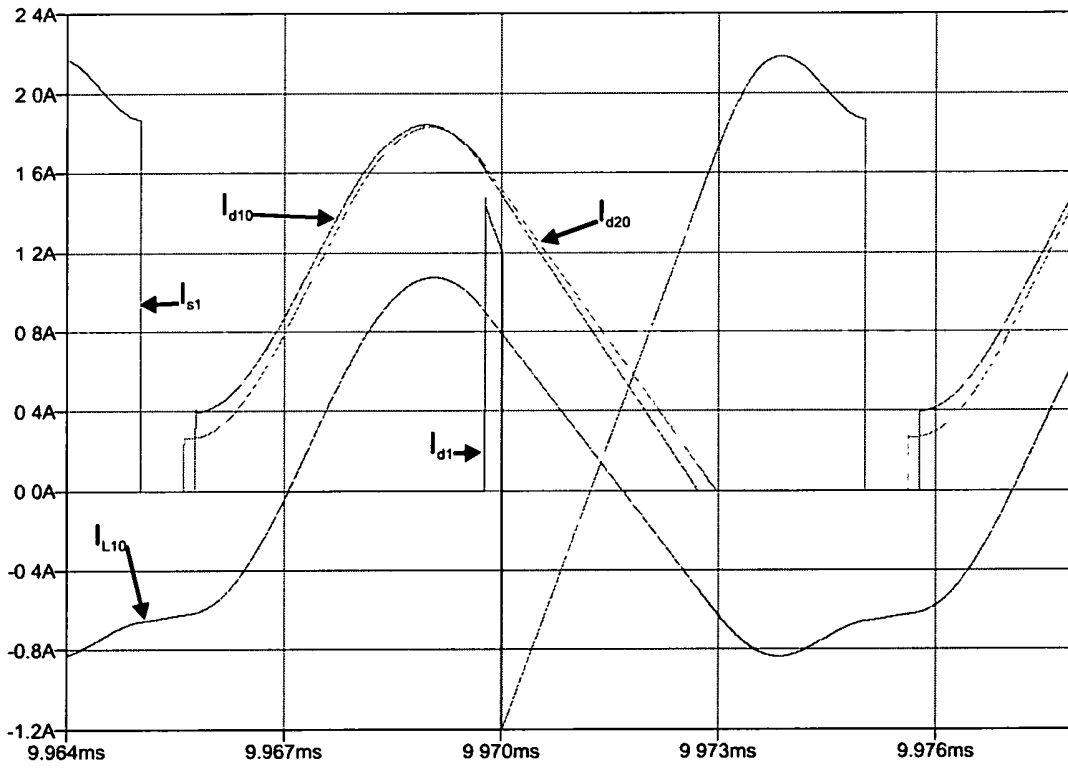


Fig. 42

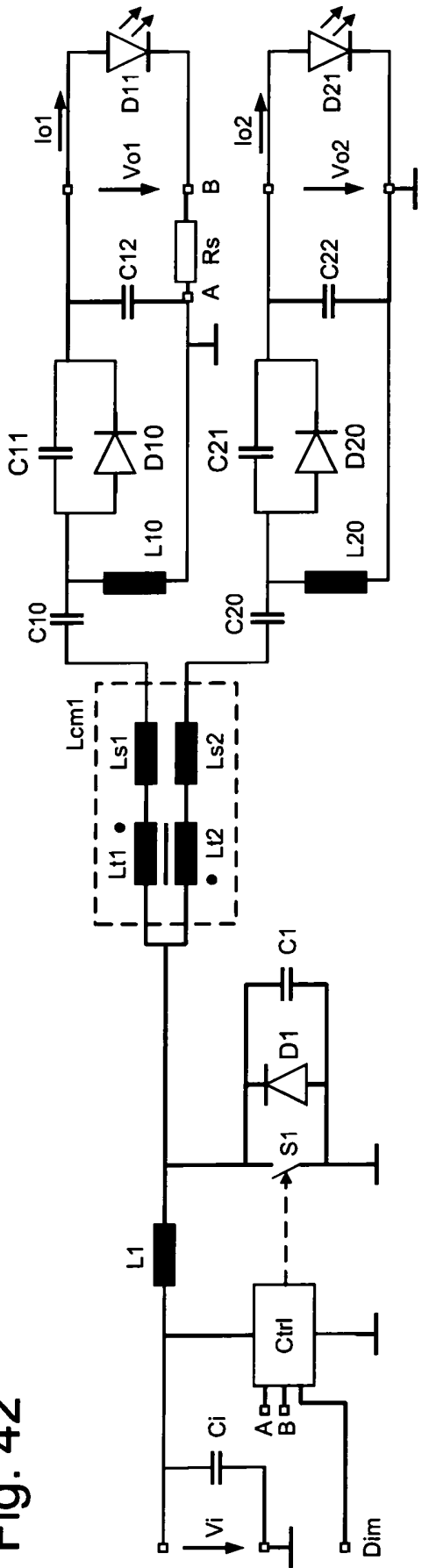


Fig. 43

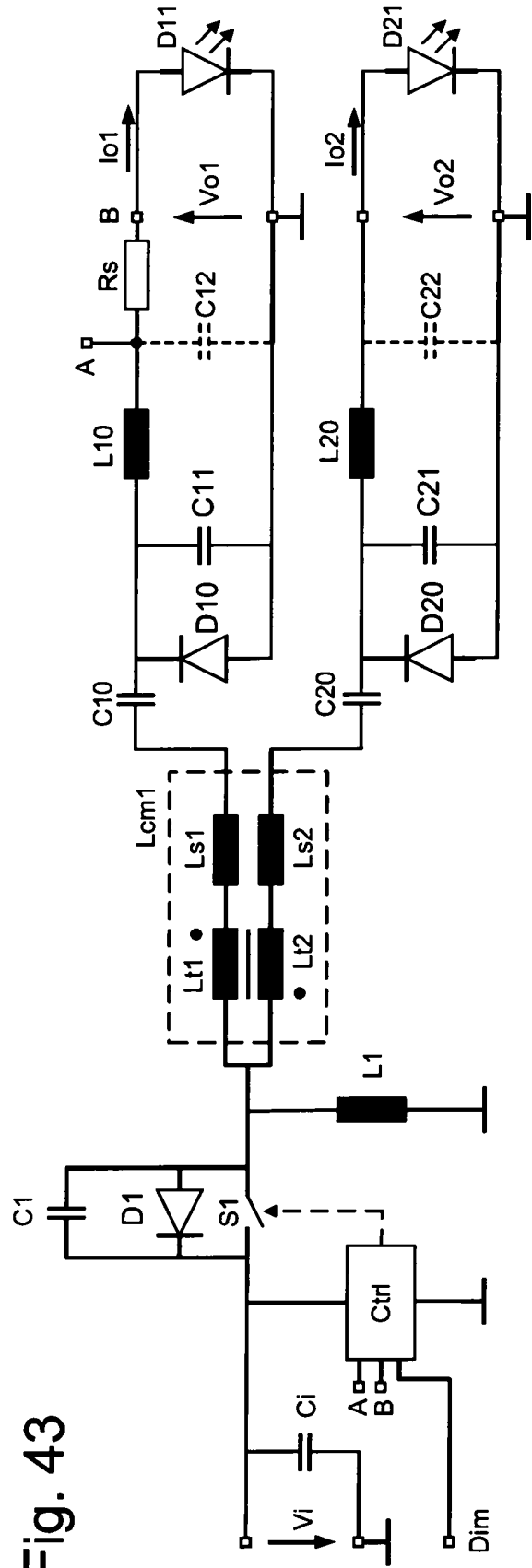


Fig. 44

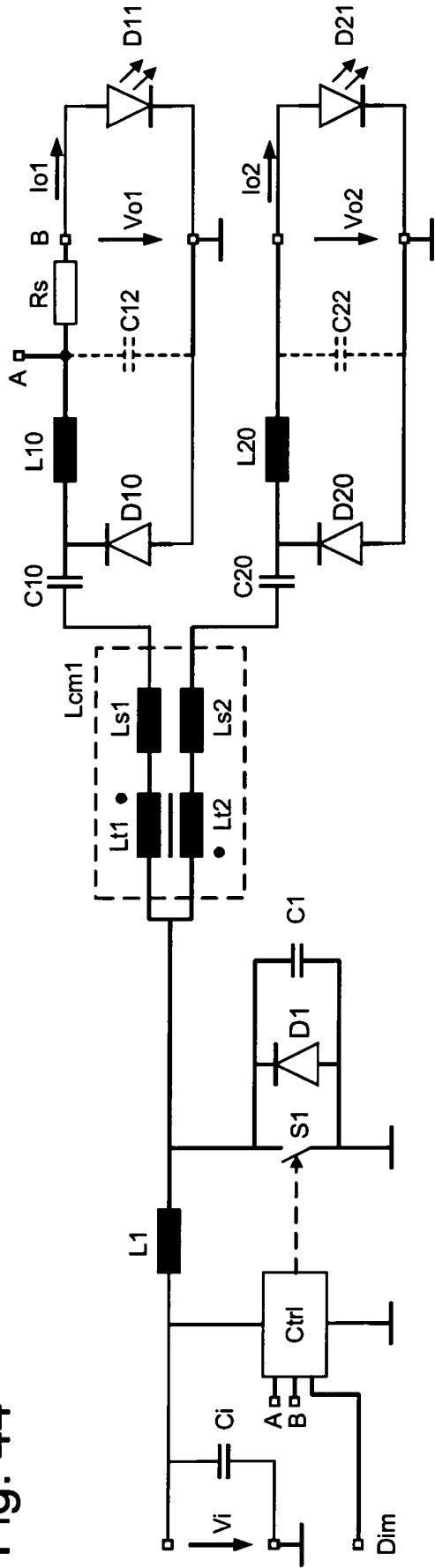


Fig. 45

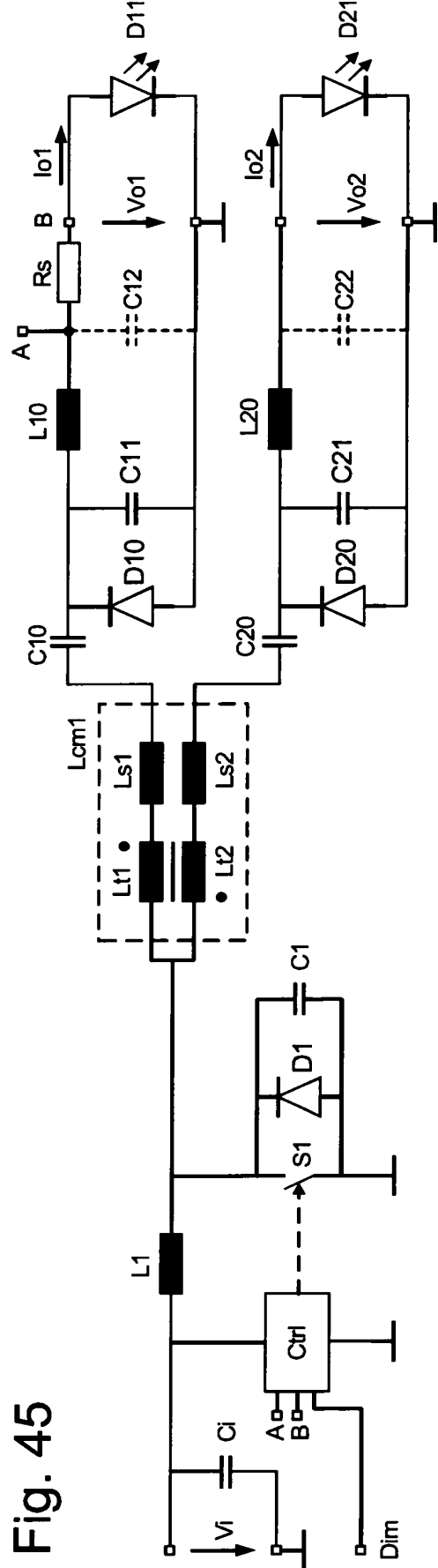


Fig. 46

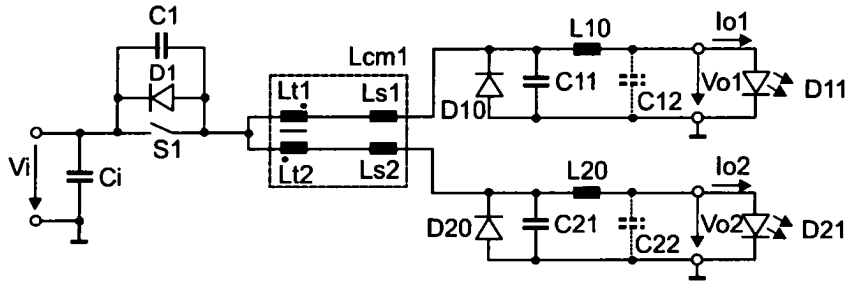


Fig. 47

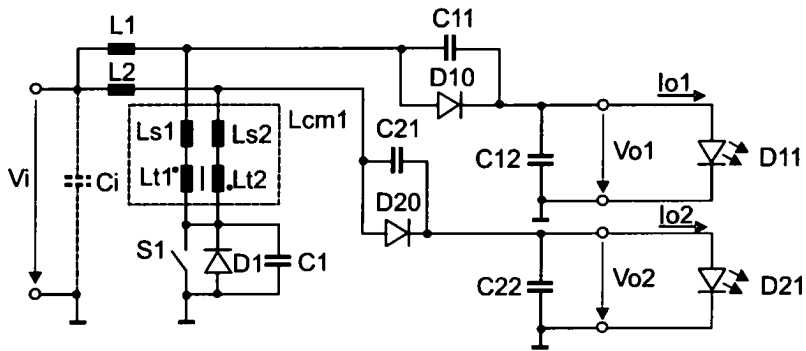


Fig. 48

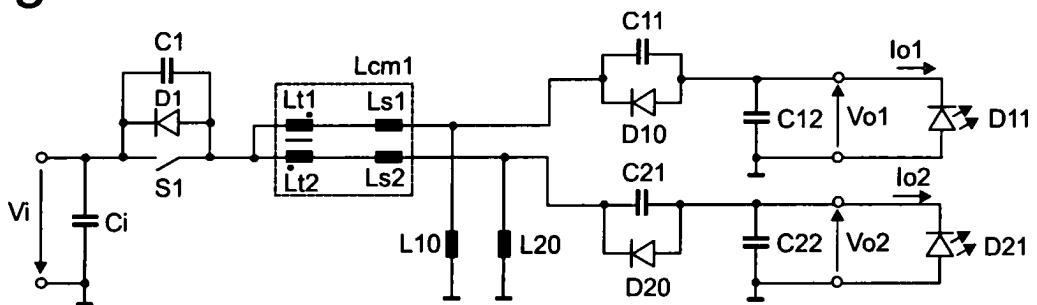


Fig. 49

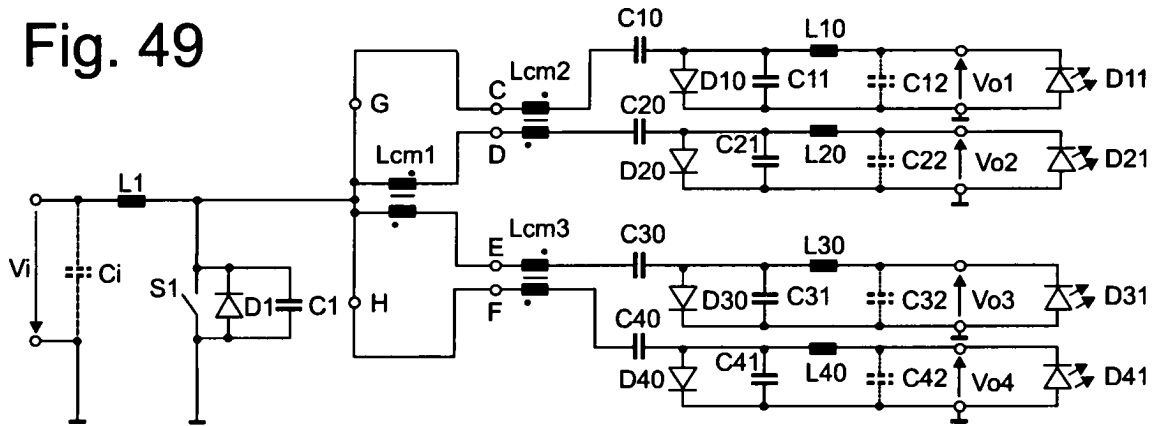


Fig. 50

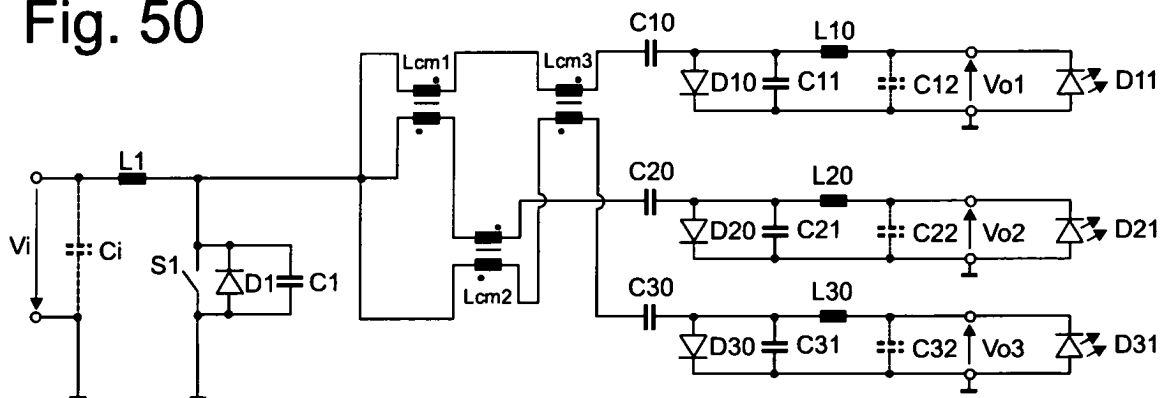


Fig. 51

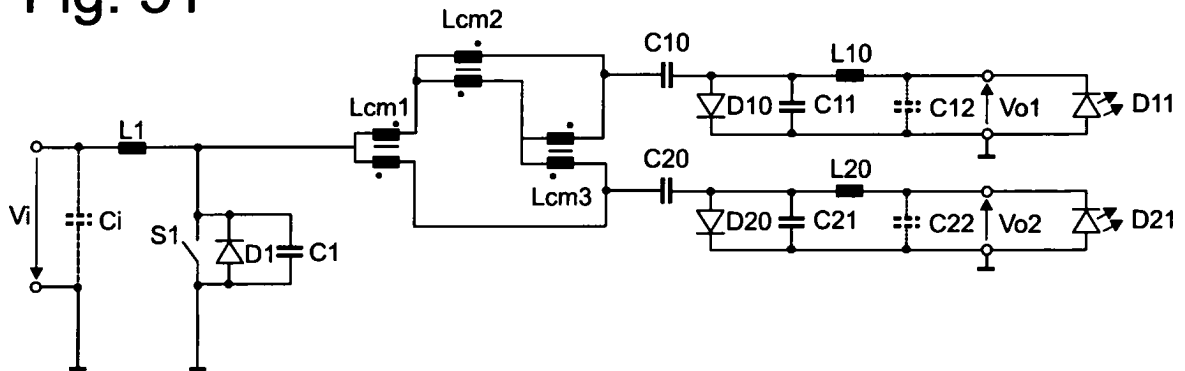


Fig. 52

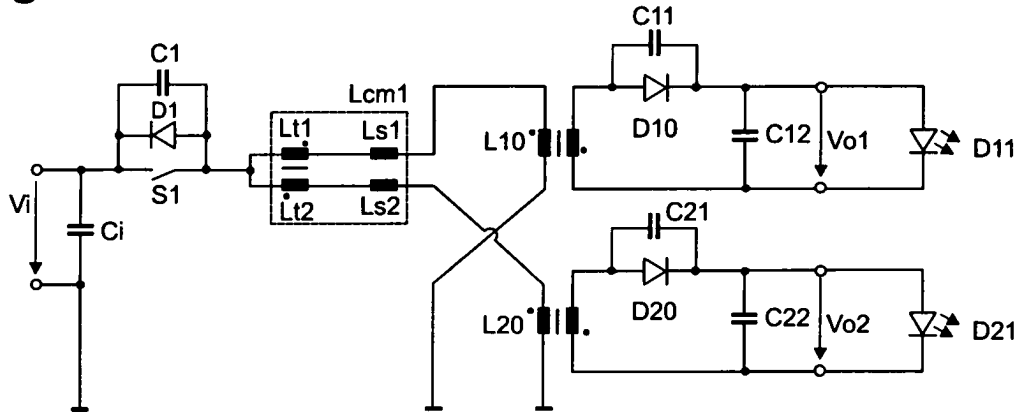


Fig. 53a

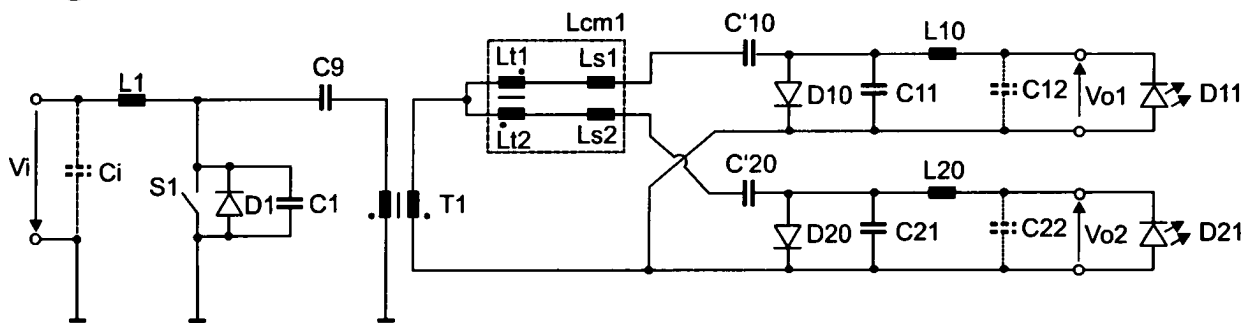


Fig. 53b

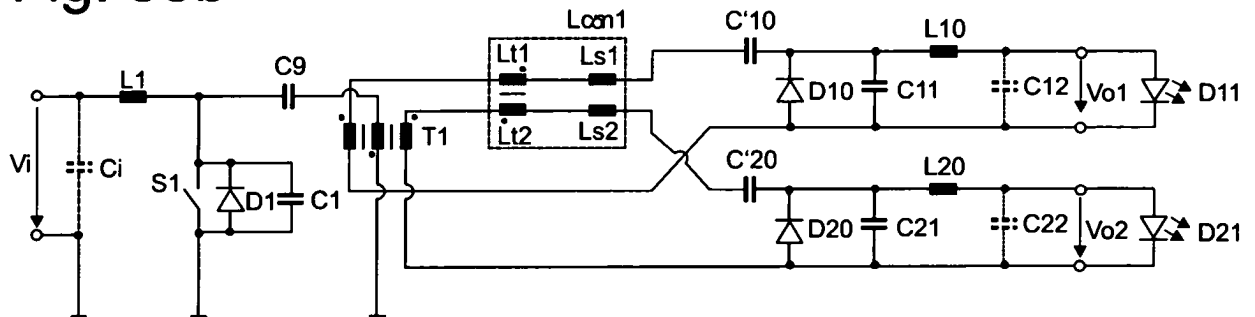


Fig. 54a

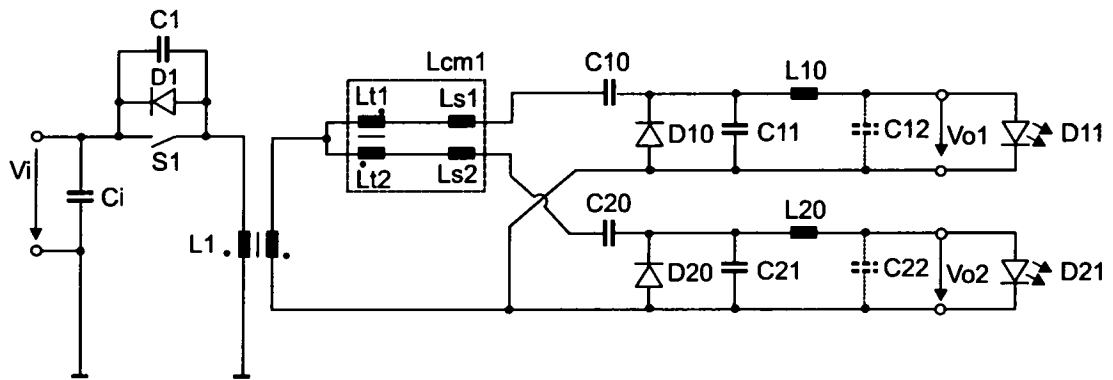


Fig. 54b

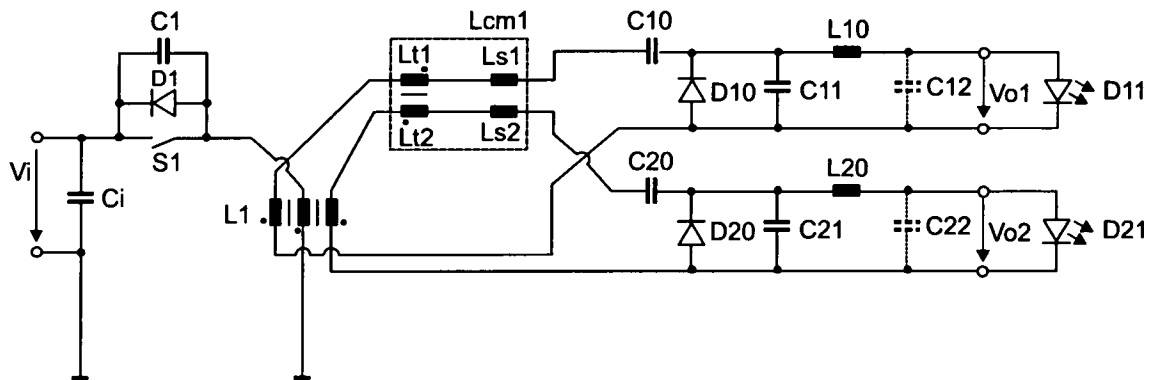


Fig. 55a

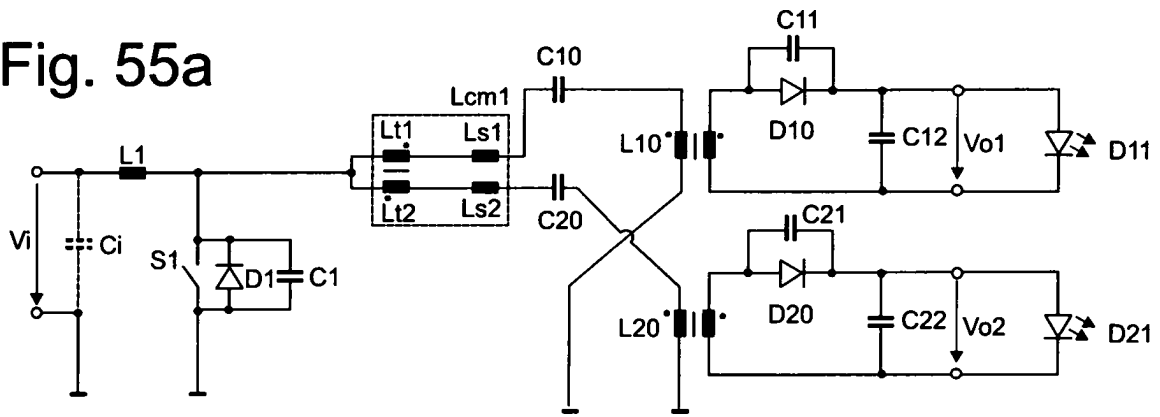


Fig. 55b

