

(12)

Patentschrift

(21) Anmeldenummer: A 35/2023
(22) Anmeldetag: 24.03.2023
(45) Veröffentlicht am: 15.07.2024

(51) Int. Cl.: **H02M 3/158** (2006.01)
H02M 3/335 (2006.01)

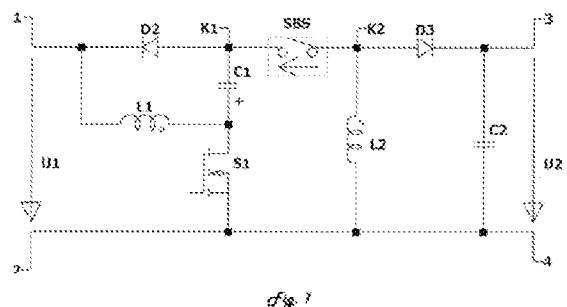
(56) Entgegenhaltungen:
MAKSIMOVIC, D. et al. "Switching converters with wide DC conversion range" IEEE Transactions on Power Electronics [online]. 1. Jänner 1991 (01.01.1991). Bd. 6, Nr. 1, Seiten 151–157. [ermittelt am 26. Jänner 2024]. XP000175329. <doi:10.1109/63.65013>. Ermittelt von <<https://ieeexplore.ieee.org/document/65013>>
MAKSIMOVIC, D. et al. "A general approach to synthesis and analysis of quasi-resonant converters" IEEE Transactions on Power Electronics [online]. 1. Jänner 1991 (01.01.1991). Bd. 6, Nr. 1, Seiten 127–140. [ermittelt am 26. Jänner 2024]. XP010085416. <doi:10.1109/63.65011>. Ermittelt von <<https://ieeexplore.ieee.org/document/65011>>
CN 114759790 A
AT 523404 B1
US 2015381047 A1

(73) Patentinhaber:
Himmelstoss Felix Dipl.-Ing. Dr.
2351 Wiener Neudorf (AT)

(72) Erfinder:
Himmelstoss Felix Dipl.-Ing. Dr.
2351 Wiener Neudorf (AT)

(54) Gleichspannungswandler mit quadratischem Hoch- und Tiefsetzverhalten

(57) Quadratischer Hoch-Tiefsetzsteller bestehend aus einem elektronischen Schalter (S1), einer zweiten Diode (D2) und einer dritten Diode (D3), einem ersten Kondensator (C1) und einem zweiten Kondensator (C2), einer ersten Spule (L1) und einer zweiten Spule (L2), zusätzlichem elektronischen Schalter (SBS), einem positiven (1) und einem negativen Eingangsanschluss (2), an die die Eingangsspannung (U1) angelegt wird, einem positiven (3) und einem negativen Ausgangsanschluss (4), an die die Last angeschaltet ist. Die elektronischen Schalter (S1, SBS) werden gleichzeitig angesteuert. Der Gleichspannungswandler eignet sich als Koppelkonverter für Solargeneratoren und zur Ansteuerung von Gleichstrommaschinen.



Beschreibung

GLEICHSPANNUNGSWANDLER MIT QUADRATISCHEM HOCH- UND TIEFSETZVERHALTEN

[0001] Die Erfindung betrifft einen Gleichspannungswandler, bestehend aus einem positiven (1) und einem negativen Eingangsanschluss (2), an die die Eingangsspannung (U_1) angelegt wird, einem positiven (3) und einem negativen Ausgangsanschluss (4), an die die Last angeschaltet ist, einem elektronischen Schalter (S1), einer zweiten Diode (D2) und einer dritten Diode (D3), einem ersten (C1) und einem zweiten Kondensator (C2), einer ersten Spule (L1) und einer zweiten Spule (L2), einem ersten (K1) und einem zweiten Knotenpunkt (K2), wobei an die positive Eingangsklemme (1) der erste Anschluss der ersten Spule (L1) und die Kathode der zweiten Diode (D2) geschaltet sind, an den zweiten Anschluss der ersten Spule der positive Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) und der erste Anschluss des ersten Kondensators (C1) geschaltet sind, an den zweiten Anschluss des ersten Kondensators (C1) der erste Knotenpunkt (K1) und die Anode der zweiten Diode (D2) geschaltet sind, an den zweiten Knotenpunkt (K2) die Anode der dritten Diode (D3) und der zweite Anschluss der zweiten Spule (L2) geschaltet sind, an die Kathode der dritten Diode (D3) der erste Anschluss des zweiten Kondensators (C2) und die positive Ausgangsklemme (3) geschaltet sind, und die negative Ausgangsklemme (4), der zweite Anschluss des zweiten Kondensators (C2), der erste Anschluss der zweiten Spule (L2), der negative Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) und die negative Eingangsklemme (2) miteinander verbunden sind.

[0002] Die gegenständliche Erfindung baut auf dem Artikel Dragan Maksimovic und Slobodan Cuk, „Switching converters with wide DC conversion range,“ IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, no. 1, pp. 151-157, Jan. 1991. Im Folgenden wird, nach kurzer Würdigung des allgemeinen Standes der Technik, zuerst die Grundschialtung untersucht und das Verbesserungspotential festgestellt, anschließend wird der Umbau auf den neuen Konverter erläutert.

[0003] Neben diesem Gleichspannungswandler, der durch die gegenständliche Erfindung verbessert wird, sollen noch weitere den allgemeinen Stand der Technik betreffende Dokumente kurz gewürdigt werden.

[0004] So zeigt MAKSIMOVIC, D. et al. "A general approach to synthesis and analysis of quasi-resonant converters" IEEE Transactions on Power Electronics [online]. 1. Jänner 1991 (01.01.1991). Bd. 6, Nr. 1, Seiten 127-140, eine allgemeine Methode zur Generierung von quasi-resonanten Gleichspannungswandlern. Quasiresonant heißt, dass durch einen Schwingkreis der Strom durch oder die Spannung am aktiven Schalter so geformt wird, dass der Schaltvorgang bei Spannung null oder Strom null durchgeführt werden kann. Dadurch werden die Schaltverluste stark verringert. Quasiresonanz ist bei der gegenständlichen Erfindung direkt nicht vorgesehen, ist aber denkbar.

[0005] Die Patentanmeldung CN 114759790 A (UNIV PINGDINGSHAN) 15. Juli 2022 zeigt einen quadratischen Buck-Boost Konverter, der aus einer Kaskadierung zweier Hoch-Tiefsetzsteller besteht. Damit wird ebenfalls wie in der gegenständlichen Erfindung ein quadratisches Hoch-Tiefsetzverhalten erzielt, aber mit einer topologisch anderen Struktur.

[0006] Das Patent AT 523404 B1 (FELIX HIMMELSTOSS DIPL ING DR) 15. August 2021, zeigt einen quadratischen bidirektionalen Hoch-Tiefsetzsteller. Er unterscheidet sich topologisch deutlich von der gegenständlichen Erfindung, die auch nur unidirektional ist.

[0007] Die Patentanmeldung US 2015381047 A1 (CHANG, Y.M.) 31. Dezember 2015 betrifft einen Hochsetzsteller der bidirektional ausgeführt ist und durch Resonanzen zum Schalten bei Spannung null ausgeführt wird. Das Konzept unterscheidet sich deutlich von der gegenständlichen Erfindung.

[0008] Die Figuren zeigen die Ausgangsschialtung (Fig. 1, aber ohne die Diode D1 anstelle des elektronischen Schalters SBS) und die dazugehörigen Signalverläufe (Fig. 2) und die drei Ab-

wandlungen der Grundsaltung (Fig. 3 bis Fig. 5). Beispielhaft sind MOSFETs als Schalter gezeichnet. Fig. 3 zeigt den Gleichspannungswandler mit zusätzlichem elektronischen Schalter S2 in Serie zur Diode D1. In Fig. 4 werden zwischen die Knotenpunkte K1 und K2 zwei antiserielle strombidirektionale Schalter (die Body-Dioden sind nicht extra gezeichnet) geschaltet. Fig. 5 zeigt zwischen den Knotenpunkten K1 und K2 einen spannungsbidirektionalen Schalter (rückwärts-sperrenden IGBT). Neue Technologien wie GaN und SiC Transistoren und Dioden eignen sich natürlich auch und haben den Vorteil des schnelleren Schaltens und je nach Anwendung einen besseren Wirkungsgrad. Es soll auch hingewiesen werden, dass bei der praktischen Realisierung Snubber Schaltungen parallel zu den Halbleiterelementen sinnvoll sein können um Überspannungen zu vermeiden und auch das Störverhalten zu verbessern.

[0009] Um ein gutes Verständnis eines Konverters zu bekommen ist es am besten, sich die Spannungs- und Stromverläufe an den Bauteilen im eingeschwungenen Zustand zu skizzieren. Dabei nimmt man ideale Bauteile (keine parasitären Widerstände, ideales Schaltverhalten), kontinuierlichen Strom durch die Spulen und so große Kondensatoren an, so dass sich die Spannung an ihnen innerhalb einer Taktperiode nicht ändert. Das Tastverhältnis (das Verhältnis von Einschaltzeit des aktiven Schalters zur Periodendauer) sei mit $1/3$ gewählt (Fig. 2.a). Es ist nun sinnvoll die Funktion der Originalschaltung, bei der zwischen den Knotenpunkten K1 und K2 eine Diode D1 geschaltet ist, wobei die Kathode an den Knotenpunkt K1 geschaltet ist, zu betrachten. Im kontinuierlichen Betrieb treten zwei Modi auf: M1 Schalter S1 und die Diode D1 leiten und M2 die Dioden D2 und D3 leiten. Man beginnt am besten mit den Spannungen an den Spulen, da diese im eingeschwungenen Zustand im Mittel null sind. Wenn der elektronische Schalter S1 eingeschaltet ist, liegt die Eingangsspannung U_1 an der Spule L1 und der Strom in ihr nimmt zu. Wird nun S1 ausgeschaltet, so kommutiert der Strom in den Kondensator C1 und schließt sich über D2. Die Spannung an der Spule L1 beträgt nun minus der Spannung an C1 (Fig. 2.b) und der Strom durch L1 sinkt. Das Spannungs-Zeit Gleichgewicht beträgt

$$U_1 dT = |-U_{C1}|(1 - d)T .$$

[0010] Damit ergibt sich die Spannung am Kondensator (Fig. 2.c) in Abhängigkeit von der Eingangsspannung U_1 (Fig. 2.d) und dem Tastverhältnis d zu

$$U_{C1} = \frac{d}{1-d} U_1 .$$

[0011] Betrachtet man die zweite Spule, so erkennt man, dass während dem Mode M1 die Spannung von C1 an ihr liegt (die Diode D1 leitet in diesem Modus) und wenn der Transistor S1 ausschaltet, schaltet auch D1 aus und der Strom durch L2 kommutiert in D3. Nun liegt die negative Spannung von C2, die auch gleichzeitig die Ausgangsspannung ist, an L2 (Fig. 2.e). Für die zweite Spule ergibt sich somit das Spannungs-Zeit Gleichgewicht zu

$$U_{C1} dT = |-U_2|(1 - d)T .$$

[0012] Damit kann man die Ausgangsspannung berechnen zu

$$U_2 = \frac{d}{1-d} U_{C1} = \left(\frac{d}{1-d} \right)^2 U_1 .$$

[0013] Das Spannungsübersetzungsverhältnis ergibt sich somit zu

$$M = \frac{U_2}{U_1} = \left(\frac{d}{1-d} \right)^2 .$$

[0014] Man ist nun in der Lage die Spannungen an den anderen Bauteilen zu zeichnen.

[0015] Die Spannung am elektronischen Schalter S1 ist null während der Einschaltzeit und während der Ausschaltzeit in Modus M2 die Summe aus Spannung an C1 und der Eingangsspannung U_1 (Fig. 2.f). Als nächstes betrachten wir die Spannung an D2. Wenn der Transistor S1 eingeschaltet ist, liegt die negative Summe von Spannung an C1 und Eingangsspannung U_1 an der Diode D2 (Fig. 2.g). Für D1 findet man während M1 die Spannung null und während M2 die Differenz von Ausgangs- U_2 und Eingangsspannung U_1 (Fig. 2.h). Die Spannung an D3 ist während des zweiten Modus null und im ersten Modus die negative Summe von Kondensatorspan-

nung an C1 und Ausgangsspannung U2 (Fig. 2.i).

[0016] Nun betrachten wir die Ströme ausgehend vom Laststrom (Fig. 2.j). Die Ströme durch die Kondensatoren sind im eingeschwungenen Zustand im Mittel null. Für den Ausgangskondensator C2 gilt: im Zustand M1 muss er den Ausgang versorgen, daher fließt der negative Laststrom durch ihn (dieser ist konstant, da der Kondensator entsprechend groß gewählt wurde). Während M2 fließt gemäß des Kirchhoffschen Knotengesetzes der Strom durch L2 minus Laststrom I_R durch C2. Der Mittelwert ergibt sich aus dem Flächengleichgewicht (Ladungsgleichgewicht) (Fig. 2.k). Nun kann der Strom durch L2 gezeichnet werden. Der Mittelwert ist bekannt und es wird ein Stromripple von einer Einheit gewählt (Fig. 2.1). Da der Strom durch L2 während M2 durch die Diode D3 fließt, kann nun auch dieser Strom gezeichnet werden (Fig. 2.m). Als nächstes betrachtet man den Strom durch C1. Während M1 fließt der entladende Strom von L2 durch den Kondensator C1. Während M2 fließt der Strom von L1 (aufladend) durch C1 (Fig. 2.n). Da nun wieder der Mittelwert des Stroms durch die Spule L1 bekannt ist, kann man den Strom durch L1 zeichnen (Fig. 2.o). Der Stromripple wird willkürlich zu einem Kästchen gewählt. Aus dem Ladungsgleichgewicht der Kondensatoren ergibt sich

$$|-I_R|dT(\bar{I}_{L2} - I_R)(1 - d)T$$

$$\bar{I}_{L2} = \frac{1}{1 - d} I_R$$

$$|-\bar{I}_{L2}|dT = \bar{I}_{L1}(1 - d)T$$

$$\bar{I}_{L1} = \frac{d}{1 - d} \bar{I}_{L2} = \frac{d}{(1 - d)^2} I_R \cdot$$

[0017] Betrachtet man nun den Strom durch den elektronischen Schalter, so ergibt sich für ihn während seiner Einschaltzeit die Summe aus beiden Spulenströmen (Fig. 2.p). Der Strom durch D1 ist während dieser Zeit gleich dem Strom durch L2 (Fig. 2.q). Während der Ausschaltzeit des aktiven Schalters fließt der Strom durch L1 durch D2 (Fig. 2.r) und der Strom durch L2 durch D3 (Fig. 2.m).

[0018] Das Spannungsübersetzungsverhältnis des Konverters

$$M = \frac{U_2}{U_1} = \left(\frac{d}{1 - d} \right)^2$$

[0019] ist das eines quadratischen Hoch-Tiefsetzstellers. Für ein Tastverhältnis kleiner als 0.5 ist es kleiner als 1, für ein Tastverhältnis größer als 0.5 erhält man ein Übersetzungsverhältnis größer als 1. Betrachtet man aber den Spannungsverlauf an der Diode D1, so erkennt man, dass die Spannung im Modus 2 $U_2 - U_1$ beträgt, die Diode D1 also nur dann sperren kann, wenn die Eingangsspannung U_1 größer als die Ausgangsspannung U_2 ist. Der Konverter kann daher nur als Tiefsetzsteller verwendet werden.

[0020] Es gibt nun mehrere Möglichkeiten die Schaltung (Fig. 1) zu einem quadratischen Hoch-Tiefsetzsteller zu machen. Man muss zwischen den Knotenpunkten K1 und K2 statt der Diode D1 einen elektronischen AC-Schalter schalten (ein solcher Schalter kann Spannung in beiden Richtungen aufnehmen und Strom in beiden Richtungen führen; derzeit wird so ein Schalter nur diskret zusammengesetzt, durch eine antiserielle Schaltung von zwei strombidirektionalen Schaltern; man kann aber erwarten, dass mit Fortschreiten der Halbleitertechnologie ein solches Element bald zur Verfügung steht). Als diskrete Möglichkeiten ergeben sich somit drei Varianten. Man schaltet entweder zur Diode D1 antiseriell einen zweiten elektronischen Schalter (S2, strombidirektionaler Schalter z.B. MOSFET mit antiparalleler Diode, Fig. 3), oder bei größerer Leistung (und Spannung), wenn IGBTs verwendet werden, einen IGBT der nicht rückwärtsleitend ist (spannungsbidirektionaler Schalter S4, Fig. 5), oder man ersetzt die Diode D1 durch zwei antiseriell geschaltete strombidirektionale Schalter (S2 & S3, Fig. 4, gezeichnet als MOSFETs ohne explizit gezeichneter Bodydiode). Die Schalter S2 und S3 können mit einer Treiberstufe gleichzeitig angesteuert werden. Alle diese zusätzlichen Schalter werden synchron mit dem ersten aktiven Schalter (S1) angesteuert.

[0021] Durch diese kleine Änderung kann nun auch eine höhere Spannung als die Eingangsspannung erzeugt werden. Ein quadratischer Hoch-Tiefsetzsteller kann auch durch die Ketterschaltung von zwei klassischen Hoch-Tiefsetzstellern erzeugt werden. Gegenüber dieser Variante hat die gegenständliche Erfindung den Vorteil, dass nur ein potentialfreier Treiber zum Ansteuern der aktiven Schalter erforderlich ist und nicht zwei wie in der vorher genannten Methode.

[0022] Die Variante mit den zwei antiseriellen strombidirektionalen aktiven Schaltern hat auch beim Tiefsetzen den Vorteil von geringeren Verlusten, wenn aktive Schalter mit geringem Durchlasswiderstand vorhanden sind.

[0023] Sinnvoll ist es auch einen zusätzlichen Kondensator parallel zu den Eingangsklemmen zu schalten um den Einfluss der Zuleitungsinduktivität zu beseitigen. Es kann sich auch als sinnvoll erweisen Snubber Netzwerke zur Vermeidung von Überspannungen einzufügen.

[0024] Die Aufgabe einen Gleichspannungswandler mit quadratischem Hoch-Tiefsetzverhalten zu realisieren, wird erfindungsgemäß dadurch bewerkstelligt, dass zwischen dem ersten (K1) und dem zweiten Knotenpunkt (K2) ein elektronischer Schalter (SBS) geschaltet ist.

[0025] Dabei gibt es mehrere Möglichkeiten und zwar, dass der elektronische Schalter (SBS) durch eine erste Diode (D1) und einen zur ersten Diode (D1) antiseriell geschalteten zweiten strombidirektionalen Schalter (S2) gebildet ist, oder dass der elektronische Schalter (SBS) durch zwei gemeinsam angesteuerte antiserielle strombidirektionale Schalter (S2, S3) gebildet wird, oder dass der elektronische Schalter (SBS) durch einen spannungsbidirektionalen Schalter (S4) gebildet wird, oder dass der elektronische Schalter (SBS) durch einen AC-Schalter gebildet wird.

[0026] Weiters wird der elektronische Schalter (SBS) synchron zum ersten elektronischen Schalter (S1) angesteuert. Dabei wird bzw. werden der zusätzliche elektronische Schalter (S2) oder die beiden zusätzlichen strombidirektionalen Schalter (S2, S3) oder der spannungsbidirektionale Schalter (S4) oder der AC-Schalter synchron zum ersten elektronischen Schalter (S1) angesteuert.

[0027] Um Überspannungen, verursacht durch die Zuleitungen zum Gleichspannungswandler, zu vermeiden wird parallel zu den Eingangsanschlüssen (1,2) ein weiterer Kondensator geschaltet.

Patentansprüche

1. Gleichspannungswandler, bestehend aus einem positiven (1) und einem negativen Eingangsanschluss (2), an die die Eingangsspannung (U1) angelegt wird, einem positiven (3) und einem negativen Ausgangsanschluss (4), an die die Last angeschaltet ist, einem elektronischen Schalter (S1), einer zweiten Diode (D2) und einer dritten Diode (D3), einem ersten (C1) und einem zweiten Kondensator (C2), einer ersten Spule (L1) und einer zweiten Spule (L2), einem ersten (K1) und einem zweiten Knotenpunkt (K2), wobei an die positive Eingangsklemme (1) der erste Anschluss der ersten Spule (L1) und die Kathode der zweiten Diode (D2) geschaltet sind, an den zweiten Anschluss der ersten Spule der positive Anschluss des elektronischen Schalters (S1) und der erste Anschluss des ersten Kondensators (C1) geschaltet sind, an den zweiten Anschluss des ersten Kondensators (C1) der erste Knotenpunkt (K1) und die Anode der zweiten Diode (D2) geschaltet sind, an den zweiten Knotenpunkt (K2) die Anode der dritten Diode (D3) und der zweite Anschluss der zweiten Spule (L2) geschaltet sind, an die Kathode der dritten Diode (D3) der erste Anschluss des zweiten Kondensators (C2) und die positive Ausgangsklemme (3) geschaltet sind, und die negative Ausgangsklemme (4), der zweite Anschluss des zweiten Kondensators (C2), der erste Anschluss der zweiten Spule (L2), der negative Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) und die negative Eingangsklemme (2) miteinander verbunden sind, **dadurch gekennzeichnet**, dass zwischen dem ersten (K1) und dem zweiten Knotenpunkt (K2) ein elektronischer Schalter (SBS) geschaltet ist.
2. Gleichspannungswandler gemäß Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass der elektronische Schalter (SBS) durch eine erste Diode (D1) und einen zur ersten Diode (D1) antiseriell geschalteten zweiten strombidirektionalen Schalter (S2) gebildet ist.
3. Gleichspannungswandler gemäß Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass der elektronische Schalter (SBS) durch zwei gemeinsam angesteuerte antiserielle strombidirektionale Schalter (S2, S3) gebildet wird.
4. Gleichspannungswandler gemäß Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass der elektronische Schalter (SBS) durch einen spannungsbidirektionalen Schalter (S4) gebildet wird.
5. Gleichspannungswandler gemäß Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass der elektronische Schalter (SBS) durch einen AC-Schalter gebildet wird.
6. Gleichspannungswandler gemäß einem der Ansprüche 1 bis 5, **dadurch gekennzeichnet**, dass der elektronische Schalter (SBS) synchron zum ersten elektronischen Schalter (S1) angesteuert wird.
7. Gleichspannungswandler gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass parallel zu den Eingangsanschlüssen (1,2) ein weiterer Kondensator geschaltet ist.

Hierzu 3 Blatt Zeichnungen

Figuren

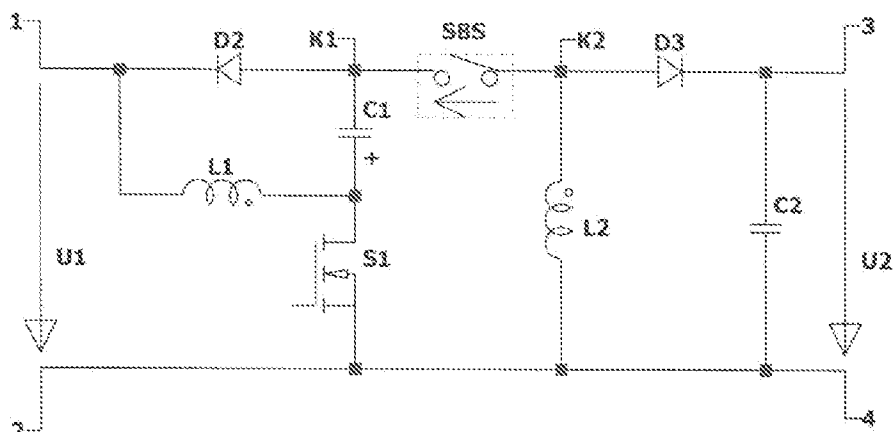
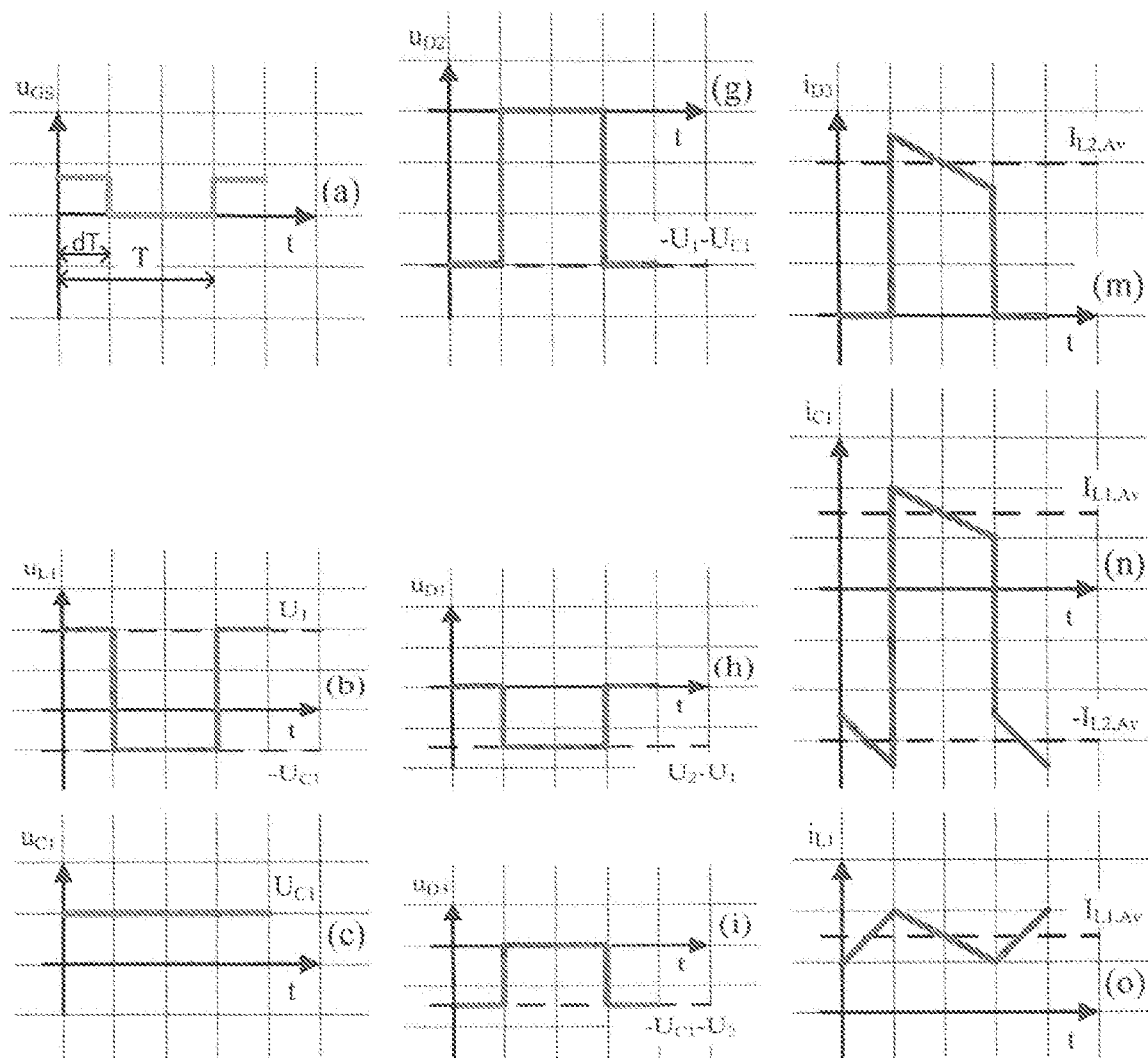


Fig. 1



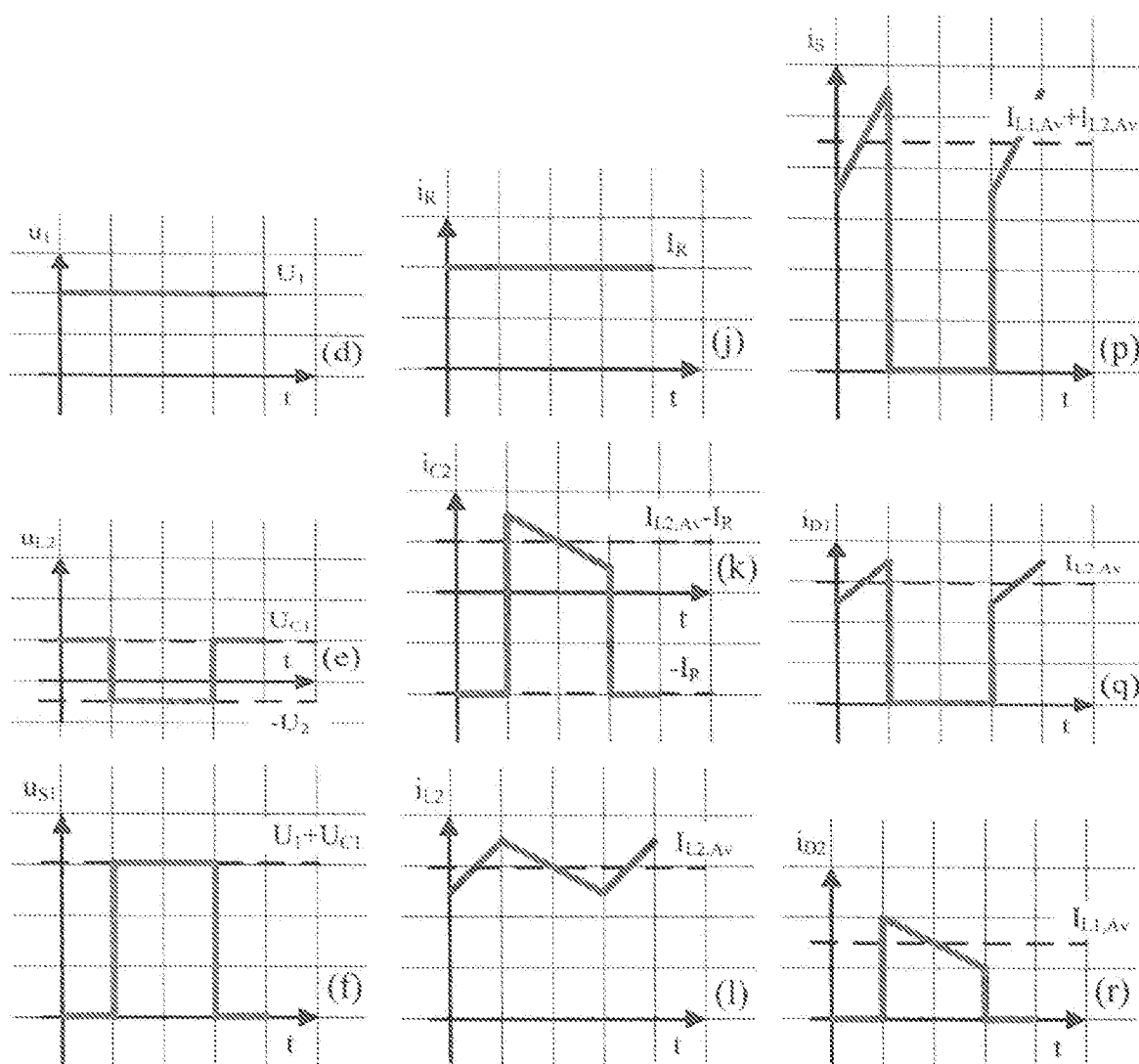


Fig. 2

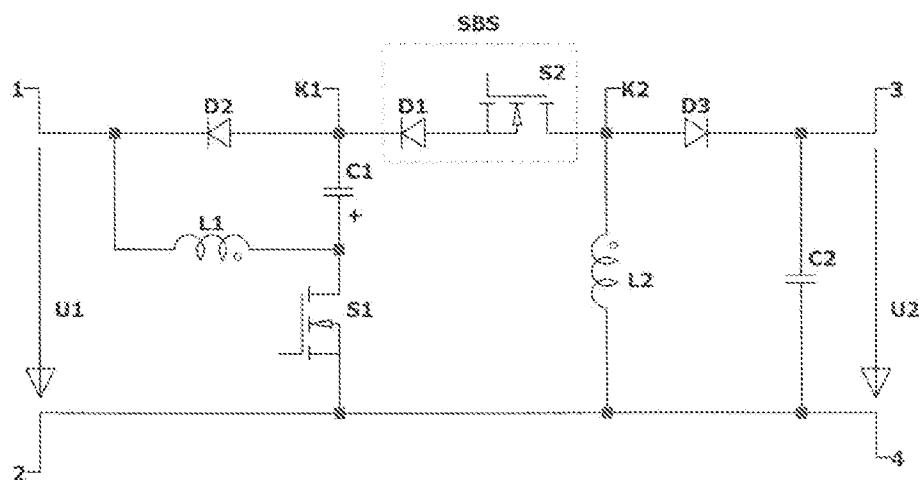


Fig. 3

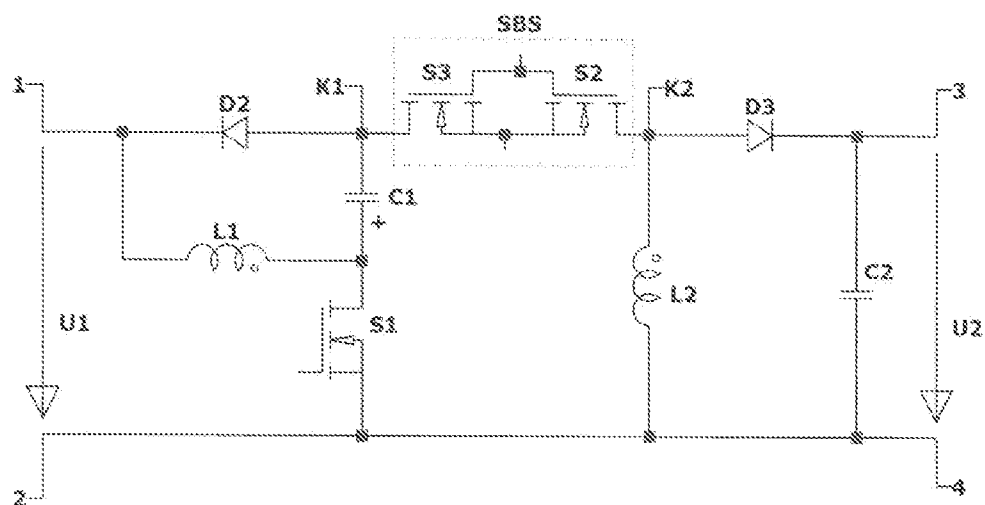


Fig. 4

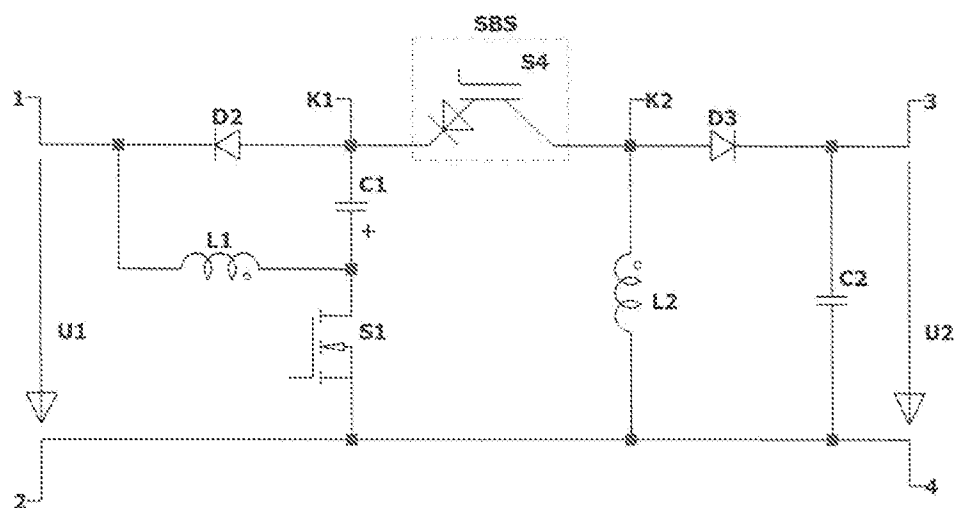


Fig. 5