

(12) **Österreichische Patentanmeldung**

(21) Anmeldenummer: A 129/2023
(22) Anmeldetag: 03.11.2023
(43) Veröffentlicht am: 15.04.2025

(51) Int. Cl.: **H02M 3/155** (2006.01)
H02M 1/32 (2007.01)

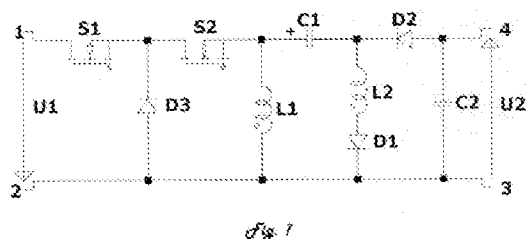
(56) Entgegenhaltungen:
AT 525632 B1
AT 521411 B1
US 2023037874 A1

(71) Patentanmelder:
Himmelstoss Felix Dipl.-Ing. Dr.
2351 Wiener Neudorf (AT)

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

(54) **Invertierender Hochsetzsteller mit drei Zuständen**

(57) Invertierender Hochsetzsteller, bestehend aus zwei elektronischen Schaltern (S1, S2) mit entsprechender Ansteuerung, drei Dioden (D1, D2, D3), zwei Spulen (L1, L2) und zwei Kondensatoren (C1, C2). Der Konverter hat einige interessante Eigenschaften: kein Eingangsstromstoß, kontrollierte Nachladeimpulse, lineares Spannungsübersetzungsverhältnis, wenn der Konverter über S1 gesteuert und geregelt wird und der andere Schalter S2 mit einem konstanten Tastverhältnis betrieben wird; in dieser Betriebsweise ist der Konverter dann auch ein Phasenminimumsystem.



Zusammenfassung

Invertierender Hochsetzsteller, bestehend aus zwei elektronischen Schaltern (S1, S2) mit entsprechender Ansteuerung, drei Dioden (D1, D2, D3), zwei Spulen (L1, L2) und zwei Kondensatoren (C1, C2). Der Konverter hat einige interessante Eigenschaften: kein Eingangsstromstoß, kontrollierte Nachladeimpulse, lineares Spannungsübersetzungsverhältnis, wenn der Konverter über S1 gesteuert und geregelt wird und der andere Schalter S2 mit einem konstanten Tastverhältnis betrieben wird; in dieser Betriebsweise ist der Konverter dann auch ein Phasenminimumsystem.

(Fig. 1)

Invertierender Hochsetzsteller mit drei Zuständen

Die Erfindung betrifft einen invertierenden Hochsetzsteller, 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, einer ersten (D1) und einer zweiten Diode (D2), einem ersten (C1) und einem zweiten Kondensator (C2) und einer ersten Spule (L1) und einer zweiten Spule (L2), wobei an den zweiten Anschluss des ersten Kondensators (C1) die Kathode der zweiten Diode (D2) geschaltet ist, an die Anode der zweiten Diode (D2) die negative Ausgangsklemme (4) geschaltet ist und die negative Eingangsklemme (2), die positive Ausgangsklemme (3) und der zweite Anschluss der ersten Spule (L1) miteinander verschaltet sind, die zweite Spule (L2) in Serie zur ersten Diode (D1) geschaltet ist und die Serienschaltung der zweiten Spule (L2) und der ersten Diode (D1) zwischen der Kathode der zweiten Diode (D2) und der negativen Eingangsklemme (2) geschaltet ist, und der zweite Kondensator (C2) entweder zwischen der positiven Ausgangsklemme (3) und der negativen Ausgangsklemme (4) oder zwischen der positiven Eingangsklemme (1) und der negativen Ausgangsklemme (4) geschaltet ist.

Der Konverter baut auf den Konverter AT 521411 B1, der dort ausführlich beschrieben ist. Dieser Konverter hat einige interessante Eigenschaften. Die Ausgangsspannung ist invertiert und höher als die Eingangsspannung und im Gegensatz zu vielen anderen hochsetzenden Strukturen kann der Eingangsstromstoß einfach dadurch vermieden werden, indem das Tastverhältnis des elektronischen Schalters von null beginnend gesteigert wird. Weiters kommt es zu keinen störenden Nachladeimpulsen für den ersten Kondensator. In der hier dargestellten Erweiterung kommen noch zwei weitere interessante Eigenschaften hinzu. Das Gleichspannungsübersetzungsverhältnis wird linearisiert, die Nullstelle der Übertragungsfunktion auf der rechten Seite der komplexen Ebene eliminiert und damit die Regelung vereinfacht.

Der Konverter wird mit Hilfe von Figuren erklärt. Fig. 1 zeigt die Schaltung mit Ausgangskondensator und Fig. 2 mit Kondensator zwischen Ein- und Ausgang. Die Schaltungen sind beispielhaft mit MOSFETs gezeichnet. Fig. 3 stellt das Spannungsübersetzungsverhältnis dar.

Die Veränderung der ursprünglichen Schaltung besteht darin, dass der ursprüngliche elektronische Schalter durch eine Serienschaltung von zwei elektronischen Schaltern S1, S2

ersetzt wird. Am Verbindungspunkt der beiden elektronischen Schalter ist die Kathode einer dritten Diode (D3) geschaltet.

Für die folgende Funktionsbeschreibung werden ideale Bauteile (keine Verluste, ideales Schaltverhalten) und der kontinuierliche Betrieb im eingeschwungenen Zustand zu Grunde gelegt. Der Nachladevorgang von C1 hat keinen Einfluss. Der Kondensator C1 ist im Mittel auf U_1 aufgeladen. Der Nachladevorgang muss in der Zeit, während der beide elektronischen Schalter eingeschaltet sind, abgeschlossen sein. Der Konverter kann regelungstechnisch als ein System zweiter Ordnung beschrieben werden mit den Zustandsgrößen Strom durch die Spule L1 und Spannung an Kondensator C2. Pro Taktperiode laufen drei Zustände hintereinander ab.

Im ersten Zustand M1 sind beide elektronischen Schalter eingeschaltet. Die Dioden D2 und D3 sperren und die Diode D1 leitet solange die Nachladung des Kondensators C1 erfolgt (eine halbe Schwingung des Resonanzkreises L2, C1). Die Eingangsspannung liegt an der Spule L1 und die Last wird über den zweiten Kondensator C2 versorgt.

Wird nun S1 abgeschaltet, so fließt der Strom durch L1 über die Diode D3 und über S2. Die Spule L1 ist somit kurzgeschlossen, die Spannung an ihr praktisch null und der Strom in ihr bleibt konstant. Dies ist der Zustand M2.

Schaltet man nun ebenfalls den zweiten elektronischen Schalter S2 aus, so kommutiert der Strom der ersten Spule L1 in die Diode D2 und der dritte Zustand M3 beginnt. Nun liegt die Spannung von C1 (die praktisch U_1 ist) minus der Ausgangsspannung an der Spule L1. Die Spannung an der Spule ist somit negativ und der Strom sinkt.

Das Spannungszeitgleichgewicht an L1 ergibt sich mit den Tastverhältnissen d_1 für S1 und d_2 für S2 (das Tastverhältnis ist die Einschaltzeit des elektronischen Schalters bezogen auf die Schaltperiode) zu

$$U_1 d_1 = |U_1 - U_2| (1 - d_2).$$

Das Spannungsübersetzungsverhältnis ergibt sich damit zu

$$M = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1 + d_1 - d_2}{1 - d_2}.$$

Aus dem Spannungsübersetzungsverhältnis lässt sich unmittelbar entnehmen, dass bei konstantem Tastverhältnis des zweiten elektronischen Schalters d_2 das Spannungsübersetzungsverhältnis eine lineare Funktion des Tastverhältnisses von S1 ist.

Fig. 3 zeigt das Spannungsübersetzungsverhältnis mit dem Tastverhältnis von S1 als Variable und dem Tastverhältnis von S2 als Parameter. Man sieht den linearen Verlauf. Die gekrümmte Kurve stellt das Spannungsübersetzungsverhältnis des Ausgangskonverters nach AT 521411 B1 dar.

Für das dynamische Verhalten des Konverters (Fig. 1) muss man die Zustandsgleichungen aufstellen. Als Last ist der Widerstand R1 angenommen. Die Zustandsgleichungen für den Modus M1 (S1 und S2 leiten) lauten

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{u_1}{L_1} \quad \frac{du_{C2}}{dt} = \frac{-u_{C2} / R_1}{C_2} .$$

Im zweiten Zustand M2, wenn S2 und D3 leiten, ergibt sich

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{0}{L_1} \quad \frac{du_{C2}}{dt} = \frac{-u_{C2} / R_1}{C_2} .$$

Der dritte Modus M3 wird durch

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{u_1 - u_{C2}}{L_1} \quad \frac{du_{C2}}{dt} = \frac{i_{L1} - u_{C2} / R_1}{C_2}$$

beschrieben. Man beachte, dass die Spannung an C1 der Spannung am Eingang folgt. Um das gemittelte Modell zu bekommen werden die Gleichung im Modus M1 mit d_1 , im Modus M2 mit $(d_2 - d_1)$ und im Modus M3 mit $(1 - d_2)$ gewichtet und addiert. Damit erhält man das Modell des Konverters zu

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{L1} \\ u_{C2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{d_2 - 1}{L_1} \\ \frac{1 - d_2}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{L1} \\ u_{C2} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1 + d_1 - d_2}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} (u_1) .$$

Dieses Modell ist nichtlinear. Um die Laplace Transformation anzuwenden und die Übertragungsfunktionen zu bestimmen, wird das Modell um den Arbeitspunkt linearisiert. Die Arbeitspunktgrößen sind mit Großbuchstaben mit Index 0 gekennzeichnet und die Störung durch Kleinbuchstaben mit einem Dach darüber. Es ergibt sich das lineare Kleinsignalmodell des Konverters zu

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{u}_{C2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{D_{20} - 1}{L_1} \\ \frac{1 - D_{20}}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{u}_{C2} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(1 + D_{20} - D_{20})}{L_1} & \frac{U_{20}}{L_1} & \frac{U_{C20} - U_{20}}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{I_{L10}}{C_2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \hat{u}_1 \\ \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{pmatrix}$$

Mit Abkürzungen für die Elemente der Zustandsmatrix und der Eingangsmatrix kann man schreiben

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{u}_{C2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{u}_{C2} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & B_{13} \\ 0 & 0 & B_{23} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \hat{u}_1 \\ \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{pmatrix}.$$

Laplace Transformation liefert

$$\begin{bmatrix} s & -A_{12} \\ -A_{21} & s - A_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{L1}(s) \\ U_{C2}(s) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & B_{13} \\ 0 & 0 & B_{23} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} U_1(s) \\ D_1(s) \\ D_2(s) \end{pmatrix}.$$

Der Nenner für alle möglichen sechs Übertragungsfunktionen ergibt sich zu

$$N = s^2 - A_{22}s - A_{12}A_{21}.$$

Von besonderem Interesse sind die Übertragungsfunktionen der Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Tastverhältnisse, weil über diese die Steuerung (Regelung) des Konverters erfolgt.

Für den Zähler der Übertragungsfunktion zwischen der Kondensatorspannung und dem Tastverhältnis von S1 ergibt sich

$$\text{Zähler } UC2 \text{ zu } D1 = \begin{vmatrix} s & B_{12} \\ -A_{21} & 0 \end{vmatrix} = A_{21}B_{12}.$$

Es gibt keine Nullstelle, das System ist ein Phasenminimumsystem. Betrachtet man aber den Einfluss des Tastverhältnisses für den Schalter S2, so ergibt sich

$$\text{Zähler } UC2 \text{ zu } D2 = \begin{vmatrix} s & B_{13} \\ -A_{21} & B_{23} \end{vmatrix} = sB_{23} + A_{21}B_{13}.$$

Da B_{23} negativ ist, bedeutet dies, dass die Nullstelle rechts liegt, also ein Nichtphasenminimumsystem vorliegt. Eine Nullstelle rechts schiebt den Phasengang um weitere minus 90 Grad. Das geregelte System wird dadurch langsamer (der Durchtrittspunkt des offenen Kreises muss mehr nach links verschoben werden) und die Dynamik sinkt.

Aus dieser Betrachtung erkennt man, dass man den Konverter so betreiben wird, dass das Tastverhältnis d_2 konstant gehalten wird und die (rasche) Regelung des Konverters über d_1 erfolgt. Es sei hier angemerkt, dass Konverter, die hochsetzendes Verhalten aufweisen,

Nichtphasenminimumsysteme sind, also Nullstellen auf der rechten Seite der komplexen Zahlenebene aufweisen und daher schwerer zu regeln sind als Konverter, die keine oder Nullstellen auf der linken Seite haben. Dies ist der zweite interessante Aspekt des neuen Konverters.

Auch wenn die Beschreibung für die Ausformung nach Fig. 1 dargestellt wurde, gelten die Ergebnisse auch für die Fig. 2. Bei der Modellbildung ist dann jedoch zu beachten, dass die Ausgangsspannung sich aus der Eingangsspannung und der negativen Spannung an C2 zusammensetzt.

Man kann natürlich alle elektronischen Schalter S1 und S2 und die Dioden D2 und D3 durch strombidirektionale Schalter ersetzen (ein elektronischer Schalter antiparallel mit einer Diode). Dann ist auch die umgekehrte Energieflussrichtung möglich. Dies ist zum Beispiel interessant als Anwendung in DC-Netzen oder in Kraftfahrzeugen um Batterien zu laden oder zu entladen.

Die Aufgabe einen invertierenden Hochsetzsteller zu realisieren, wird erfindungsgemäß dadurch bewerkstelligt, dass der Hochsetzsteller einen ersten elektronischen Schalter (S1) und einen zweiten elektronischen Schalter (S2) und eine dritte Diode (D3) aufweist, der positive Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) an die positive Eingangsklemme (1) geschaltet ist, der negative Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) an die Kathode der dritten Diode (D3) und den positiven Anschluss des zweiten elektronischen Schalters (S2) geschaltet ist, die Anode der dritten Diode (D3) an den zweiten Anschluss der ersten Spule (L1) geschaltet ist und der erste Anschluss der ersten Spule (L1) an den negativen Anschluss des zweiten Schalters (S2) und den ersten Anschluss des ersten Kondensators (C1) geschaltet ist.

Um Verluste zu reduzieren oder um die Energieflussrichtung umzukehren, wird der erste (S1) und der zweite elektronische Schalter (S2) und die zweite (D2) und die dritte Diode (D3) durch strombidirektionale Schalter ersetzt.

Um den Einfluss der Zuleitungsinduktivität zu vermeiden wird man zwischen der positiven (1) und der negativen Eingangsklemme (2) einen Kondensator oder eine Kombination von Kondensatoren schalten.

Um die parasitäre Induktivität zu verringern kann man den ersten (S1) und den zweiten elektronischen Schalter (S2) als Halbbrückenmodul ausführen.

Patentansprüche

1. Invertierender Hochsetzsteller, 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, einer ersten (D1) und einer zweiten Diode (D2), einem ersten (C1) und einem zweiten Kondensator (C2) und einer ersten Spule (L1) und einer zweiten Spule (L2), wobei an den zweiten Anschluss des ersten Kondensators (C1) die Kathode der zweiten Diode (D2) geschaltet ist, an die Anode der zweiten Diode (D2) die negative Ausgangsklemme (4) geschaltet ist und die negative Eingangsklemme (2), die positive Ausgangsklemme (3) und der zweite Anschluss der ersten Spule (L1) miteinander verschaltet sind, die zweite Spule (L2) in Serie zur ersten Diode (D1) geschaltet ist und die Serienschaltung der zweiten Spule (L2) und der ersten Diode (D1) zwischen der Kathode der zweiten Diode (D2) und der negativen Eingangsklemme (2) geschaltet ist, und der zweite Kondensator (C2) entweder zwischen der positiven Ausgangsklemme (3) und der negativen Ausgangsklemme (4) oder zwischen der positiven Eingangsklemme (1) und der negativen Ausgangsklemme (4) geschaltet ist **dadurch gekennzeichnet, dass** der Hochsetzsteller einen ersten elektronischen Schalter (S1) und einen zweiten elektronischen Schalter (S2) und eine dritte Diode (D3) aufweist, der positive Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) an die positive Eingangsklemme (1) geschaltet ist, der negative Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) an die Kathode der dritten Diode (D3) und den positiven Anschluss des zweiten elektronischen Schalters (S2) geschaltet ist, die Anode der dritten Diode (D3) an den zweiten Anschluss der ersten Spule (L1) geschaltet ist und der erste Anschluss der ersten Spule (L1) an den negativen Anschluss des zweiten Schalters (S1) und den ersten Anschluss des ersten Kondensators (C1) geschaltet ist.
2. Invertierender Hochsetzsteller gemäß Anspruch 1 **dadurch gekennzeichnet, dass** der erste (S1) und der zweite elektronische Schalter (S2) und die zweite (D2) und die dritte Diode (D3) durch strombidirektionale Schalter ersetzt sind.
3. Bidirektionaler Hochtiefsatzsteller gemäß einem der Ansprüche 1 oder 2 **dadurch gekennzeichnet, dass** zwischen der positiven (1) und der negativen Eingangsklemme (2) ein Kondensator oder eine Kombination von Kondensatoren geschaltet ist.
4. Invertierender Hochsetzsteller gemäß einem der Ansprüche 1 bis 3 **dadurch gekennzeichnet, dass** der erste (S1) und der zweite elektronische Schalter (S2) als Halbbrückenmodul ausgeführt sind.

Figuren

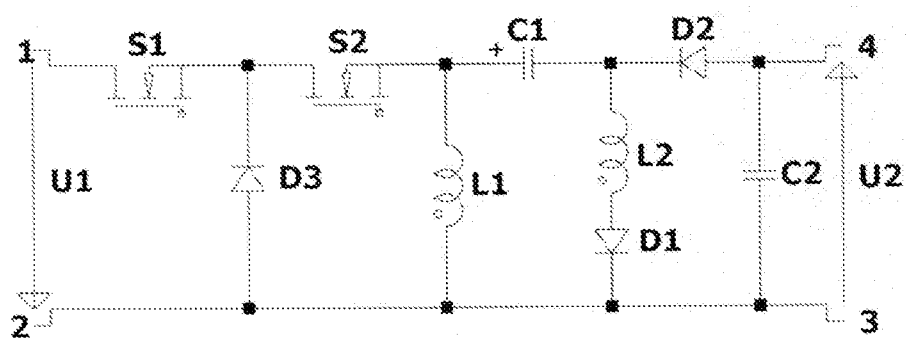


Fig. 1

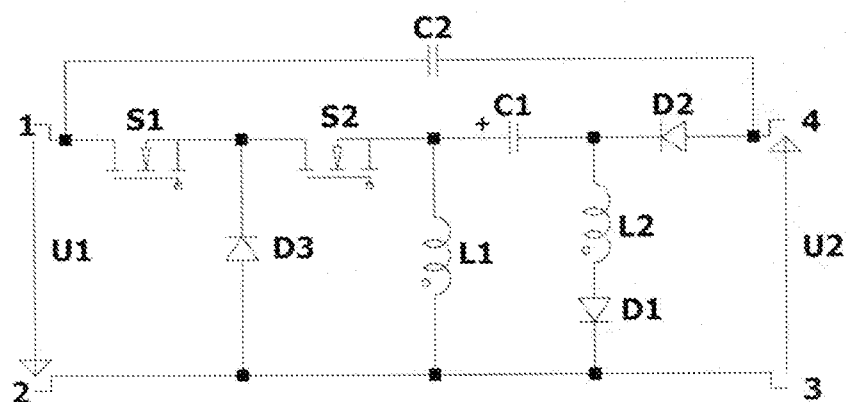


Fig. 2

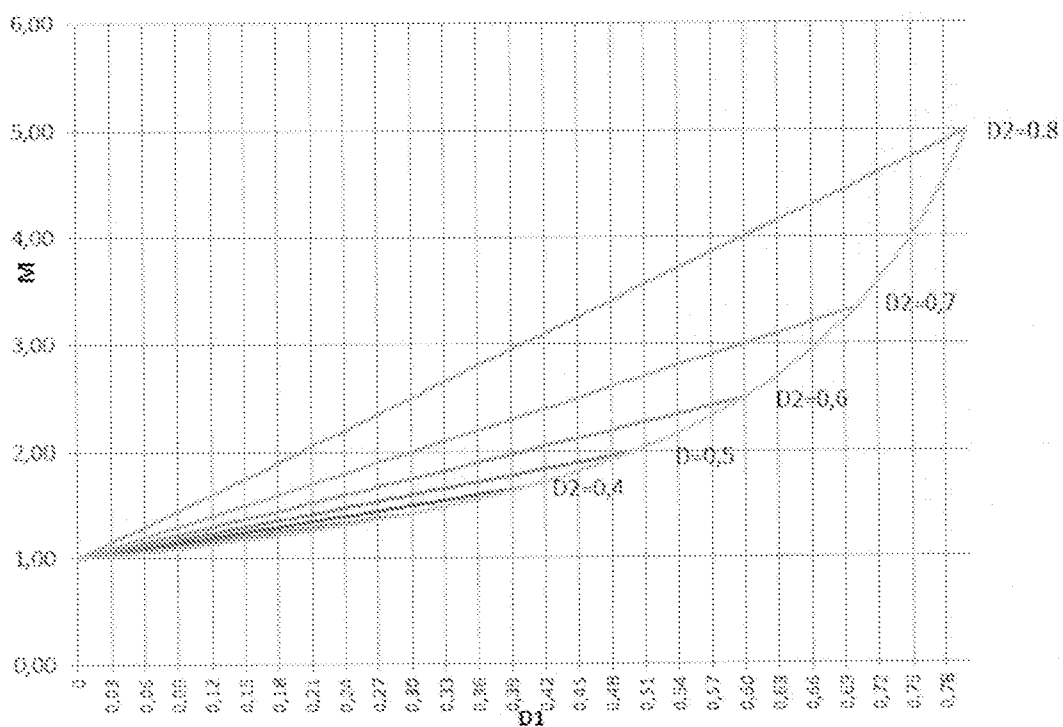


Fig. 3

Patentansprüche

1. Invertierender Hochsetzsteller, 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, einer ersten Diode (D1) und einer zweiten Diode (D2), einem ersten Kondensator (C1) und einem zweiten Kondensator (C2) und einer ersten Spule (L1) und einer zweiten Spule (L2), wobei an den zweiten Anschluss des ersten Kondensators (C1) die Kathode der zweiten Diode (D2) geschaltet ist, an die Anode der zweiten Diode (D2) die negative Ausgangsklemme (4) geschaltet ist und die negative Eingangsklemme (2), die positive Ausgangsklemme (3) und der zweite Anschluss der ersten Spule (L1) miteinander verschaltet sind, die zweite Spule (L2) in Serie zur ersten Diode (D1) geschaltet ist und die Serienschaltung der zweiten Spule (L2) und der ersten Diode (D1) zwischen der Kathode der zweiten Diode (D2) und der negativen Eingangsklemme (2) geschaltet ist, und der zweite Kondensator (C2) entweder zwischen der positiven Ausgangsklemme (3) und der negativen Ausgangsklemme (4) oder zwischen der positiven Eingangsklemme (1) und der negativen Ausgangsklemme (4) geschaltet ist **dadurch gekennzeichnet, dass** der Hochsetzsteller einen ersten elektronischen Schalter (S1) und einen zweiten elektronischen Schalter (S2) und eine dritte Diode (D3) aufweist, der positive Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) an die positive Eingangsklemme (1) geschaltet ist, der negative Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) an die Kathode der dritten Diode (D3) und den positiven Anschluss des zweiten elektronischen Schalters (S2) geschaltet ist, die Anode der dritten Diode (D3) an den zweiten Anschluss der ersten Spule (L1) geschaltet ist und der erste Anschluss der ersten Spule (L1) an den negativen Anschluss des zweiten Schalters (S1) und den ersten Anschluss des ersten Kondensators (C1) geschaltet ist.
2. Invertierender Hochsetzsteller gemäß Anspruch 1 **dadurch gekennzeichnet, dass** der erste elektronische Schalter (S1) und der zweite elektronische Schalter (S2) jeweils durch eine antiparallele Diode überbrückt sind, und die zweite Diode (D2) und die dritte Diode (D3) jeweils antiparallel durch einen elektronischen Schalter überbrückt sind.
3. Bidirektionaler Hochtiefsatzsteller gemäß einem der Ansprüche 1 oder 2 **dadurch gekennzeichnet, dass** zwischen der positiven (1) und der negativen Eingangsklemme (2) ein Kondensator oder eine Kombination von Kondensatoren geschaltet ist.

4. Invertierender Hochsetzsteller gemäß einem der Ansprüche 1 bis 3 **dadurch gekennzeichnet, dass** der erste (S1) und der zweite elektronische Schalter (S2) als Halbbrückenmodul ausgeführt sind.