

(12) **Patentschrift**

(21) Anmeldenummer: A 96/2022
(22) Anmeldetag: 20.04.2022
(45) Veröffentlicht am: 15.06.2023

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

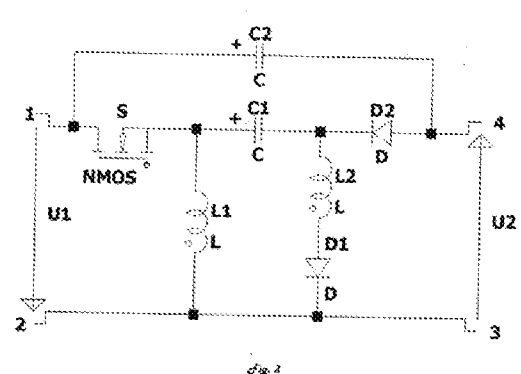
(56) Entgegenhaltungen:
KUPPAN, R.K. et al.: "Design and Implementation of Reduced-Order Sliding Mode Controller plus Proportional Double Integral Controller for Negative Output Elementary Super-Lift Luo-Converter", IET Power Electronics, 01. Mai 2013 (01.05.2013), Vol.6, Nr.5, Seiten 974-989, ISSN 1755-4535, XP006046040.
LUO, F.L. et al.: "Negative Output Super-Lift Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, 01. September 2003 (01.09.2003), Vol.18, Nr.5, Seiten 1113-1121, ISSN 0885-8993, XP011100059.
BINITTA, R.J. et al.: "Modeling, Analysis and Control of INOSLC (Improved Negative Output Super-Lift Luo Converter) using PI Controller", 2016 Second International Conference on Science Technology Engineering and Management (ICONSTEM), 30. März 2016 (30.03.2016), Seiten 475-480, XP032956959.

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

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

(54) **Invertierender Hochsetzer**

(57) 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 (4) Ausgangsanschluss, an die die Last angeschaltet ist, einem elektronischen Schalter (S), einer ersten (D1) und einer zweiten Diode (D2), einem ersten (C1) und einem zweiten Kondensator (C2), einer ersten (L1) und einer zweiten Spule (L2). Besonders interessant an diesem Konverter ist, dass trotz der Spannungsinvertierung die dauernde Spannungsbelastung an den Halbleiterbauteilen wie bei einem normalen Hochsetzsteller ist, kein inrush-current auftritt und gegenüber anderen ähnlichen Schaltungen eine Verbesserung des Störverhaltens (EMV) und des Wirkungsgrades erzielt wird.



Beschreibung

INVERTIERENDER HOCHSETZER

[0001] 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, einem elektronischen Schalter (S), einer ersten (D1) und einer zweiten Diode (D2), einem ersten (C1) und einem zweiten Kondensator (C2) und einer ersten Spule (L1), wobei an den positiven Eingangsanschluss (1) der positive Anschluss des elektronischen Schalters (S) geschaltet ist, an den negativen Anschluss des elektronischen Schalters (1) der erste Anschluss des ersten Kondensators (C1) und der erste Anschluss der ersten Spule (L1) geschaltet sind, an den zweiten Anschluss des ersten Kondensators (C1) die Kathode der zweiten Diode (D2) geschaltet ist, an der 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 Induktivität miteinander verschaltet sind und die Kathode der ersten Diode (D1) an den negativen Eingangsanschluss (2) geschaltet ist und die Anode der ersten Diode (D1) an die Kathode der zweiten Diode (D2) geschaltet ist.

[0002] Immer wieder benötigt man eine positive und eine negative Spannung, es steht aber nur eine positive zur Verfügung. Für kleine Leistungen bis ein paar Watt (und niedrige Spannungen) verwendet man dazu sogenannte geschaltete Kapazitätskonverter. Für größere Leistungen muss man aus Wirkungsgradgründen die Energieumformung über das magnetische Feld wählen. Klassische Konverterstrukturen zur Erzeugung einer negativen Spannung aus einer positiven sind der invertierende Buck-Boost Konverter und der Cuk Konverter.

[0003] Der Startpunkt für die Entwicklung des hier vorgestellten Konverters ist die Publikation Fang Lin Luo and Hong Ye, "Negative output super-lift converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 5, pp. 1113-1121, Sept. 2003, doi: 10.1109/TPEL.2003.81618S in der ein invertierender Hochsetzsteller vorgestellt wird.

[0004] Die Erfindung wird nun an Hand der Figuren ausgehend von der Originalschaltung beschrieben. Der elektronische Schalter ist dabei beispielhaft als MOSFET gezeichnet. Zum grundlegenden Verständnis werden ideale Bauelemente (keine parasitären Widerstände, unendlich schnelle Schaltvorgänge) vorausgesetzt. Fig. 1 zeigt den Stand der Technik wie in der oben genannten Publikation dargestellt. Fig. 2 zeigt die verbesserte Schaltung zur Erzielung eines höheren Wirkungsgrades und zur Reduktion des Spitzenwerts des Eingangsstroms, Fig. 3 ist eine Modifikation der Schaltung gemäß Fig. 2, bei der im Gegensatz zu den Schaltungen gemäß Fig. 1 und Fig. 2 kein pulsierender Eingangsstrom auftritt.

[0005] Die Fig. 4 zeigt den Eingangsstrom für die Originalschaltung nach Fig. 1 und für die verbesserte Schaltung nach Fig. 2. Fig. 5 zeigt einige wichtige Signalverläufe für die Verbesserungen entsprechend den Schaltungen Fig. 2 und Fig. 3.

[0006] Der Konverter Fig. 1 besteht aus einem elektronischen Schalter S, zwei Dioden (D1, D2), zwei Kondensatoren (C1, C2) und einer Spule L1. Im kontinuierlichen Betrieb kann man zwei Moden unterscheiden: im Mode M1 ist der Schalter S eingeschaltet und im Mode M2 ist der Schalter S ausgeschaltet und die Diode D2 leitet. Während M2 kommutiert der Strom der Spule L1 in die Diode D2 in Serie zum Parallelkreis aus dem zweiten Kondensator C2 und der Last und versorgt so den Ausgangskreis. Der Kondensator C1 wird dadurch entladen und die Spannung an ihm sinkt. Wird nun S wieder eingeschaltet, so kommutiert der Spulenstrom wieder in den elektronischen Schalter S und die Diode D2 schaltet aus. Zusätzlich entsteht ein weiterer Stromkreis durch das Einschalten von D1, wenn die Spannung an C1 kleiner als die Eingangsspannung ist. Dadurch wird der Kondensator C1 wieder auf die Eingangsspannung geladen. Für den stationären Zustand kann man die Spannung an C1 gleich U_1 setzen (C1 ist entsprechend groß, so dass sich die Spannung innerhalb einer Taktperiode nur um einen geringen Wert verändert). Man kann daher schreiben

$$U_{C1} = U_1.$$

[0007] Das Spannungs-Zeit Gleichgewicht an der Spule (die Spannung an einer Spule ist im eingeschwungenen Zustand im Mittel null) führt zu

$$U_1 d = |U_{C1} - U_2|(1 - d) = (U_2 - U_1)(1 - d).$$

[0008] Damit kann man das Spannungsübersetzungsverhältnis des Konverters bestimmen zu

$$M = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 - d}.$$

[0009] Das Spannungsübersetzungsverhältnis entspricht dem eines klassischen Hochsetzstellers. Da die Spannungspfeile entsprechend ihrer wirklichen Wirkrichtung gezeichnet sind, ist die Ausgangsspannung gegenüber der Eingangsspannung invertiert.

[0010] Die Spannungsbelastung des aktiven Schalters S ergibt sich, da die Spannung am Kondensator C1 immer ungefähr der Eingangsspannung entspricht, zu

$$U_s = U_2.$$

[0011] Die Spannungsbelastung der Diode D1 ergibt sich ebenfalls zu diesem Wert. Die Spannungsbelastung an der Diode D2 ergibt sich zu

$$U_{D2} = U_2.$$

[0012] Die Spannungsbelastung an allen Halbleiterbauteilen entspricht der beim klassischen Boost Konverter, der Ausgangsspannung.

[0013] Der Nachteil dieses Konzepts ist jedoch der abrupte Ladestrom des Kondensators, der sowohl die Eingangsquelle, die Diode D1, den Kondensator C1 und den elektronischen Schalter S belastet. Wenn der Transistor S ausgeschaltet ist, wird der Kondensator C1 durch den Spulenstrom von L1 entladen. Dadurch sinkt die Spannung an ihm um Δu_{C1} . Wird der Transistor wieder eingeschaltet, so schaltet auch D1 ein und der Kondensator C1 wird wieder auf die Eingangsspannung geladen. Fasst man alle parasitären Widerstände (von elektronischem Schalter, Diode, Kapazität, Verdrahtung) in diesem Kreis zusammen zu R und modelliert die Diode durch deren Kniespannung V_D und ihren differentiellen Widerstand R_D , so kann man für den Ladestrom i gemäß dem Kirchhoffschen Maschengesetz schreiben

$$U_1 = Ri + V_D + \frac{1}{C_1} \int_0^t idt + (U_1 - \Delta u_{C1})$$

$$\Delta u_{C1} - V_D = Ri + \frac{1}{C_1} \int_0^t idt.$$

[0014] Laplace Transformation führt zu

$$\frac{\Delta u_{C1} - V_D}{s} = R \cdot I(s) + \frac{1}{C_1} \cdot \frac{1}{s} \cdot I(s).$$

[0015] Die Rücktransformation führt zu einem exponentiellen Ladestromverlauf

$$i(t) = \frac{\Delta u_{C1} - V_D}{R} \exp\left(-\frac{1}{C_1 \cdot R} t\right).$$

[0016] Man beachte, dass dieser Strom zusätzlich zum Spulenstrom aus der Quelle kommt und zusätzlich zu diesem durch den elektronischen Schalter fließt.

[0017] Dieser zusätzliche Strom hat den Spitzenwert

$$\hat{i} = \frac{\Delta u_{C1} - V_D}{R}$$

und nimmt mit der Zeitkonstante

$$\tau = C_1 \cdot R$$

ab. Während der Einschaltzeit des elektronischen Schalters S muss dieser Vorgang abgeklungen sein. Die minimale Einschaltzeit sollte daher fünfmal so lang sein wie die Zeitkonstante

$$T_{min} = 5 \cdot \tau = 5 \cdot C_1 \cdot R.$$

[0018] Es stellt sich nun die Frage nach den zusätzlichen Verlusten, die durch diesen Vorgang entstehen. Unter der Annahme, dass die Einschaltzeit größer als fünfmal die Zeitkonstante ist, kann man für die in Wärme umgesetzte Energie (man macht dann nur einen minimalen Fehler, wenn als obere Grenze unendlich verwendet wird)

$$W_R = \int_0^{\infty} u_R i dt = \int_0^{\infty} R i^2 dt = \int_0^{\infty} R \frac{(\Delta u_{C1} - V_D)^2}{R^2} \exp\left(-\frac{2}{C_1 \cdot R} t\right) dt$$

schreiben. Damit ergibt sich die auftretende Verlustenergie zu

$$W_R = \frac{C_1 \cdot (\Delta u_{C1} - V_D)^2}{2}.$$

[0019] Die Verluste, die also über die verteilten Widerstände auftreten, hängen von der Schaltfrequenz ab und ergeben sich zu

$$P_R = f \frac{C_1 \cdot (\Delta u_{C1} - V_D)^2}{2}.$$

[0020] Man beachte, diese Verluste treten prinzipbedingt immer auf, ganz egal wie groß der Widerstand R ist. Der Widerstand kommt im Ergebnis nicht mehr vor! Verwendet man die besten verfügbaren Bauteile (oder sogar ideale) so führt das nicht zu einer Verbesserung!

[0021] Mit dieser Erkenntnis kann man die Grenzen für den Widerstand R festlegen, sodass einerseits die Stromspitze kleiner als ein Spitzenwert bleibt

$$R \geq \frac{\Delta u_{C1} - V_D}{\hat{i}},$$

andererseits muss der Widerstand kleiner sein als

$$R \leq \frac{T_{min}}{5 \cdot C_1},$$

damit der Kondensator wieder nachgeladen wird.

[0022] Im Folgenden werden nun schrittweise zwei Verbesserungen der obigen Schaltung dargestellt bei der keine prinzipbedingten Verluste auftreten. Wenn also hier ideale Bauelemente verwendet wurden, gäbe es im Gegensatz zur originalen Schaltung nach Fig. 1, keine zusätzlichen Verluste.

[0023] Die erste Abwandlung der Schaltung ist in Fig. 2 dargestellt. In Serie zu D1 wird eine kleine Spule L2 geschaltet. Wenn der elektronische Schalter S eingeschaltet ist, entsteht eine Masche gemäß

$$U_1 = L_2 \frac{di}{dt} + Ri + V_D + \frac{1}{C_1} \int_0^1 i dt + (U_1 - \Delta u_{C1})$$

$$\Delta u_{C1} - V_D = L_2 \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C_1} \int_0^1 i dt.$$

[0024] Im Widerstand R sind wieder alle vorhandenen parasitären Widerstände subsumiert. Die Laplace Transformation führt zu

$$\frac{\Delta u_{C1} - V_D}{s} = L_2 \cdot s \cdot I(s) + R \cdot I(s) + \frac{1}{C_1} \cdot \frac{1}{s} \cdot I(s).$$

[0025] Der Ladevorgang erfolgt nach einer gedämpften harmonischen Schwingung gemäß

$$i(t) = \frac{\Delta u_{C1} - V_D}{L_2 \sqrt{\frac{1}{C_1 L_2} - \frac{4R^2}{L_2^2}}} \exp\left(-\frac{2R}{L_2} t\right) \sin\left(\sqrt{\frac{1}{C_1 L_2} - \frac{4R^2}{L_2^2}} t\right).$$

[0026] Für die Dimensionierung kann man die parasitären Verluste vernachlässigen. Damit vereinfacht sich der Ladestrom zu einer reinen Sinusschwingung

$$i(t) = (\Delta u_{C1} - V_D) \sqrt{\frac{C_1}{L_2}} \sin\left(\sqrt{\frac{1}{C_1 L_2}} t\right).$$

[0027] Der Nachladestrom hat nun das Maximum von

$$\hat{I} = (\Delta u_{C1} - V_D) \sqrt{\frac{C_1}{L_1}}.$$

[0028] Die Periode T dieser Schwingung ergibt sich aus

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} = \sqrt{\frac{1}{C_1 L_2}}.$$

[0029] Da der Strom nach einer Halbschwingung den Wert null erreicht, ergibt sich die minimale Einschaltzeit zu

$$T_{on,min} = \pi \sqrt{C_1 L_2}.$$

[0030] Die Schaltung ist als invertierender Hochsetzsteller zu verwenden. Wenn man Hochsetzfaktoren größer als zwei anstrebt, ergibt sich ein Tastverhältnis von größer als 0,5. Dadurch steht die halbe Schaltperiode für den Nachladevorgang zur Verfügung. Der Ausgangskondensator C2 muss während der Einschaltzeit des elektronischen Schalters S die Last versorgen. Daher sinkt die Spannung am Ausgang während dieser Zeit um

$$\Delta u_{C2} = \frac{1}{C_2} \int_0^{d \cdot T} I_{LAST} dt = \frac{I_{LAST} \cdot d \cdot T}{C_2}.$$

[0031] Verwendet man an Stelle der Periodendauer die Schaltfrequenz f ergibt sich

$$C_2 = \frac{I_{Load} \cdot d}{\Delta u_{C2} \cdot f}.$$

[0032] Ersetzt man nun das Tastverhältnis d durch

$$d = \frac{U_2 - U_1}{U_2},$$

erhält man eine Dimensionierungsformel für den Ausgangskondensator C2 gemäß.

$$C_2 = \frac{U_2 - U_1}{U_2} \cdot \frac{I_{Load}}{\Delta u_{C2} \cdot f}.$$

[0033] Die Konverterspule L1 kann man wie bei einem normalen Hochsetzsteller berechnen. Wenn der elektronische Schalter S eingeschaltet ist, liegt die Eingangsspannung U1 an der

Induktivität L_1 und der Strom steigt um ΔI_{L1}

$$U_1 = L_1 \frac{\Delta I_{L1}}{d \cdot T}.$$

[0034] Führt man nun wieder die Formel für d ein erhält man

$$L_1 = \frac{U_1 \cdot d \cdot T}{\Delta I_{L1}} = \frac{U_2 - U_1}{U_2} \cdot \frac{U_1}{\Delta I_{L1} f}.$$

[0035] Nun muss man noch den Resonanzkreis dimensionieren. C_1 darf nicht zu groß dimensioniert werden, da der Schwingvorgang innerhalb der minimalen Einschaltzeit erfolgen muss. Wenn der elektronische Schalter ausgeschaltet ist, fließt der Spulenstrom durch den Kondensator C_1 und entlädt diesen um

$$\Delta u_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_{d \cdot T}^T \bar{I}_{L1} dt = \frac{\bar{I}_{L1} \cdot (1 - d) \cdot T}{C_1}.$$

[0036] Den Mittelwert des Spulenstroms kann man aus dem Laststrom I_{LAST} und dem Ladungsgleichgewicht an C_2 (im eingeschwungenen Zustand muss der Strom durch einen Kondensator im Mittel null sein)

$$I_{LAST} \cdot d = (\bar{I}_{L1} - I_{LAST}) (1 - d)$$

bestimmen. Damit ergibt sich

$$\bar{I}_{L1} = \frac{I_{LAST}}{1 - d}.$$

[0037] Der Kondensator ergibt sich daher zu

$$C_1 = \frac{I_{LAST}}{\Delta u_{C1} \cdot f}.$$

[0038] Die Resonanzspule L_2 wird für eine minimale Einschaltzeit gemäß der Einschaltzeit des elektronischen Schalters gewählt und führt zur Ungleichung

$$L_2 \leq \frac{T_{on,min}^2}{\pi^2 C_1}.$$

[0039] Eine zweite Ungleichung für L_2 erhält man durch die Wahl der maximalen Umschwingamplitude gemäß

$$L_2 \geq \frac{(\Delta u_{C1} - V_D)^2 C_1}{I^2}.$$

[0040] Fig. 4 zeigt den Unterschied im Eingangsstrom zwischen dem Originalkonverter nach Fig. 1 links (Fig. 4.a) und dem verbesserten nach Fig. 2 rechts (Fig. 4.b) mit gleichem Strommaßstab. Man sieht den deutlichen Unterschied. Wie oben gezeigt kann der Maximalwert des Eingangsstroms durch einen Widerstand in Serie zur Diode begrenzt werden. Dies führt, wie oben bewiesen, zu keiner Verschlechterung des Wirkungsgrads, begrenzt aber den Strom und verringert gleichzeitig auch die durch den hohen Ladestrom verursachten elektromagnetischen Störungen (die aber natürlich immer noch beträchtlich größer sind als bei der verbesserten Schaltung). Fig. 5 zeigt Verläufe für die verbesserten Konverter nach Fig. 2 (links) und Fig. 3 (rechts). Fig. 5.a zeigt von oben nach unten den Eingangsstrom der sich bei eingeschaltetem elektronischen Schalter aus Strom durch die Spule L_1 und dem Nachladestrom durch L_2 zusammensetzt. Darunter sind in einem Bild die beiden Spulenströme gezeichnet, der trapezförmige durch die Spule L_1 und der sinusförmige durch L_2 . Im letzten Diagramm sind die Eingangsspannung U_1 hier $V(in)$,

das Steuersignal Sigma zur Ansteuerung des elektronischen Schalters und die Ausgangsspannung U_2 hier $V(\text{out})$ gezeigt. Fig. 5.b zeigt dieselben Signale im gleichen Maßstab für die Variante nach Fig. 3. Man sieht die Verringerung des maximalen Eingangsstroms und den kontinuierlichen Eingangsstromverlauf im Vergleich zu dem pulsierenden Stromverlauf bei der Schaltung nach Fig. 2. Da auch keine Sprünge auftreten und auch eine drastisch verringerte Steigung (Ableitung) des Lade- und des Eingangsstroms gegenüber der ursprünglichen Schaltung nach Fig. 1 erzielt wurde, kommt es auch zu einer Verbesserung der elektromagnetischen Verträglichkeit. Ebenso wird der Wirkungsgrad deutlich gesteigert.

[0041] Es sei angemerkt, dass der Konverter auch problemlos im diskontinuierlichen Betrieb funktioniert.

[0042] Beim Anschalten der Betriebsspannung kommt es, wie sonst bei Hochsetzstellern üblich, zu keinem Einschaltstromstoß, da der elektronische Schalter in Serie zur Eingangsspannung liegt und daher beim Einschalten der Betriebsspannung kein Strom fließen kann. Das Aufladen der Kondensatoren kann dann definiert durch langsames Steigern des Tastverhältnisses erfolgen.

[0043] Der Konverter eignet sich auch gut um ihn mittels eines Steuergesetzes anzusteuern. Dadurch können Schwankungen der Eingangsspannung schnell ausgeglichen werden. Das Steuergesetz ergibt sich mit dem gewünschten Sollwert U_2^* zu

$$d = \frac{U_2^* - U_1}{U_2^*}.$$

[0044] Im gesteuerten Betrieb kommt es natürlich, bedingt dadurch, dass das Steuergesetz für ideale Bauelemente berechnet wurde, zu einem Fehler bei der Ausgangsspannung. Man könnte das Steuergesetz für nichtideale Bauelemente bestimmen und so den Fehler verringern.

Bauteilschwankungen durch Alterung und Temperaturänderungen führen jedoch immer noch zu einem Fehler in der Ausgangsspannung. Einfacher ist es der Steuerung eine Regelung zu überlagern, die nur mehr die Aufgabe hat den Fehler der Steuerung auszuregeln.

[0045] Die Aufgabe einen invertierenden Hochsetzsteller zu realisieren, wird erfindungsgemäß dadurch bewerkstelligt, dass der Hochsetzsteller eine zweite Spule (L_2) aufweist, die in Serie zur ersten Diode (D_1) geschaltet ist, so dass die Serienschaltung der zweiten Spule (L_2) und der ersten Diode (D_1) zwischen der Kathode der zweiten Diode (D_2) und der negativen Eingangsklemme (2) geschaltet ist und der zweite Kondensator (C_2) entweder zwischen der positiven Ausgangsklemme (3) und der negativen Ausgangsklemme (4) oder zwischen der positiven Eingangsklemme (1) und der negativen Ausgangsklemme (4) geschaltet ist.

[0046] Um die Auswirkung der Zuleitungs- und Quellimpedanz zu vermeiden wird parallel zu den Eingangsanschlüssen (1, 2) ein weiterer Kondensator geschaltet.

[0047] Die Erzeugung des Tastverhältnisses kann grundsätzlich in üblicher Weise mit einer Regelschaltung und anschließender Pulsweitenmodulation erfolgen. Es ist aber sinnvoll, das erforderliche Tastverhältnis mittels einer Vorrichtung zur Berechnung eines Steuergesetzes (wie oben angegeben) zu bestimmen.

[0048] Um eine bleibende Abweichung zwischen Soll- und Istwert zu vermeiden kann der Fehler der Steuerung dadurch kompensiert werden, dass das erforderliche Tastverhältnis mittels eines Steuergesetzes in Zusammenspiel mit einem Regler bestimmt wird.

[0049] Zusammenfassend kann man sagen, dass dem Hochsetzsteller eine Steuervorrichtung zugeordnet ist, welche entsprechend eingerichtet ist, ein Tastverhältnis (d) als Quotient der Differenz zwischen der gewünschten Ausgangsspannung (U_2^*) und Eingangsspannung (U_1) sowie der gewünschten Ausgangsspannung (U_2^*) zu bestimmen und den elektronischen Schalter (S) mit dem bestimmten Tastverhältnis (d) zu steuern und weiters, dass die Steuervorrichtung entsprechend eingerichtet ist, das Tastverhältnis (d) in Zusammenspiel mit einem Regler zu bestimmen.

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, einem elektronischen Schalter (S), einer ersten Diode (D1) und einer zweiten Diode (D2), einem ersten Kondensator (C1) und einem zweiten Kondensator (C2) und einer ersten Spule (L1), wobei an den positiven Eingangsanschluss (1) der positive Anschluss des elektronischen Schalters (S) geschaltet ist, an den negativen Anschluss des elektronischen Schalters (S) der erste Anschluss des ersten Kondensators (C1) und der erste Anschluss der ersten Spule (L1) geschaltet sind, an den zweiten Anschluss des ersten Kondensators (C1) die Kathode der zweiten Diode (D2) geschaltet ist, an der 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 Induktivität miteinander verschaltet sind und die Kathode der ersten Diode (D1) an den negativen Eingangsanschluss (2) geschaltet ist und die Anode der ersten Diode (D1) an die Kathode der zweiten Diode (D2) geschaltet ist **dadurch gekennzeichnet**, dass der Hochsetzsteller eine zweite Spule (L2) aufweist, die in Serie zur ersten Diode (D1) geschaltet ist, so dass 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.
2. Hochsetzsteller gemäß Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass parallel zu den Eingangsanschlüssen (1, 2) ein weiterer Kondensator geschaltet ist.
3. Hochsetzsteller gemäß einem der Ansprüche 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet**, dass dem Hochsetzsteller eine Steuervorrichtung zugeordnet ist, welche entsprechend eingerichtet ist, ein Tastverhältnis (d) als Quotient der Differenz zwischen der gewünschten Ausgangsspannung (U_2^*) und Eingangsspannung (U_1) sowie der gewünschten Ausgangsspannung (U_2^*) zu bestimmen und den elektronischen Schalter (S) mit dem bestimmten Tastverhältnis (d) zu steuern.
4. Hochsetzsteller gemäß Anspruch 3, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Steuervorrichtung entsprechend eingerichtet ist, das Tastverhältnis (d) in Zusammenspiel mit einem Regler zu bestimmen.

Hierzu 2 Blatt Zeichnungen

Figuren

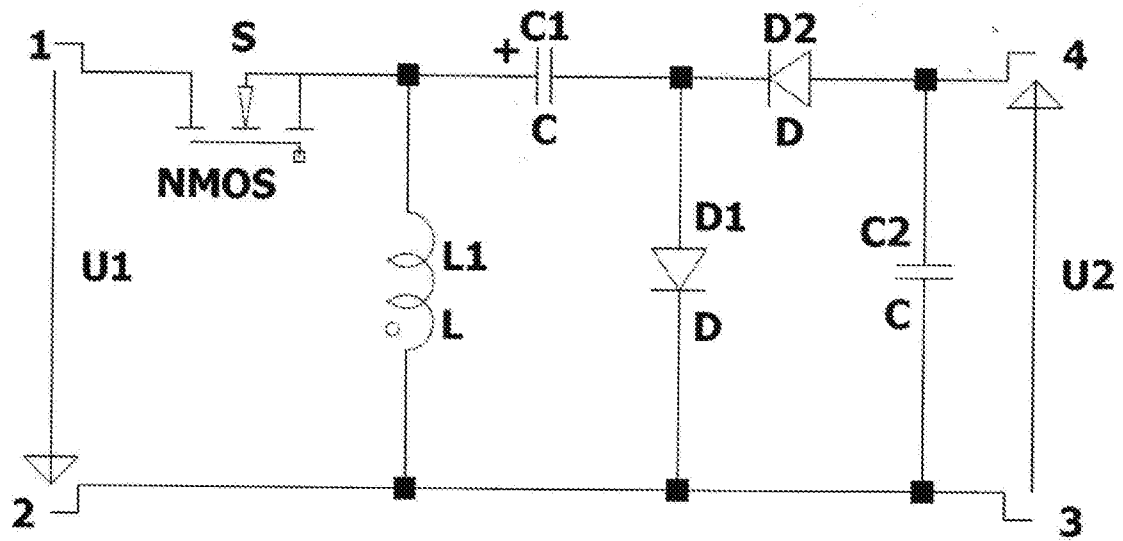


Fig. 1

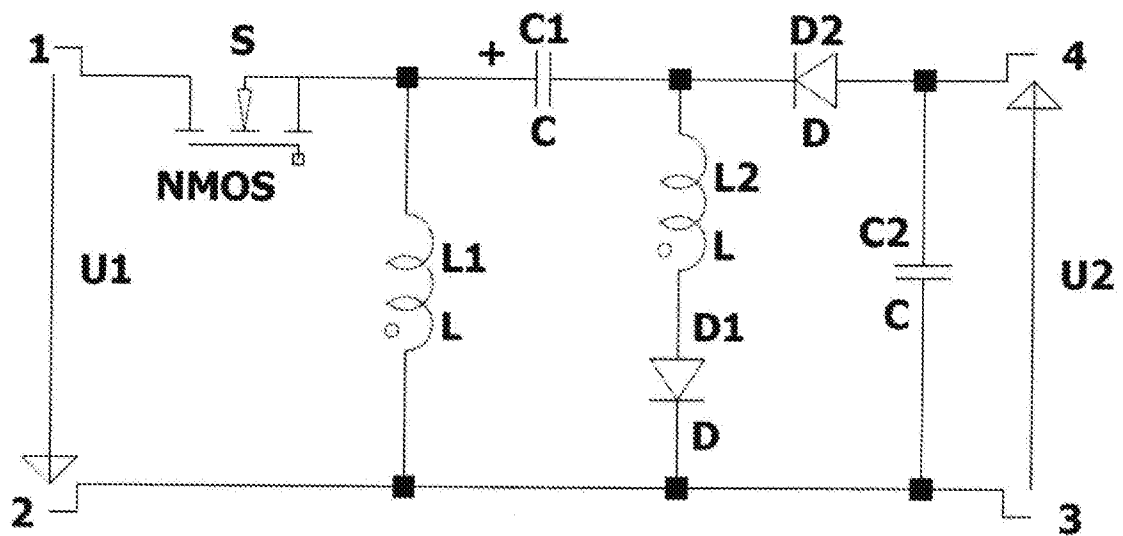


Fig. 2

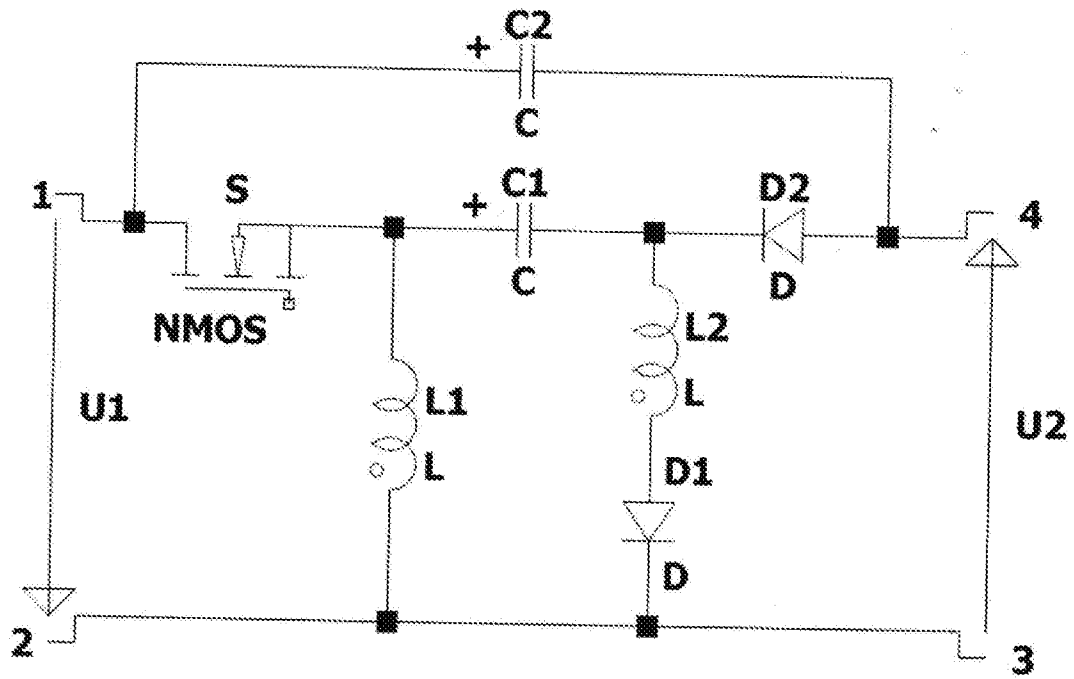


Fig. 3

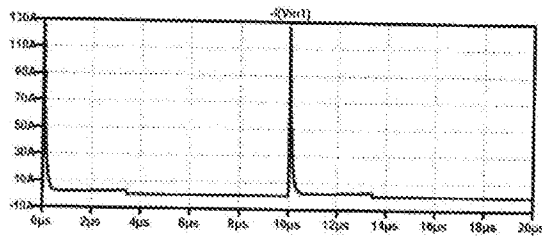


Fig. 4.a

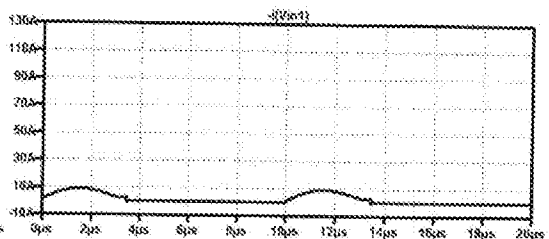


Fig. 4.b

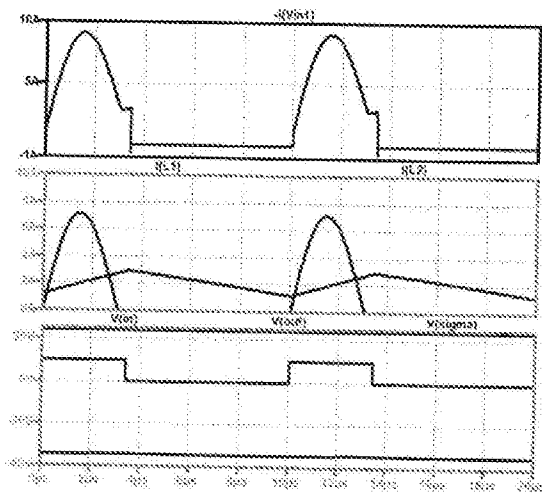


Fig. 5.a

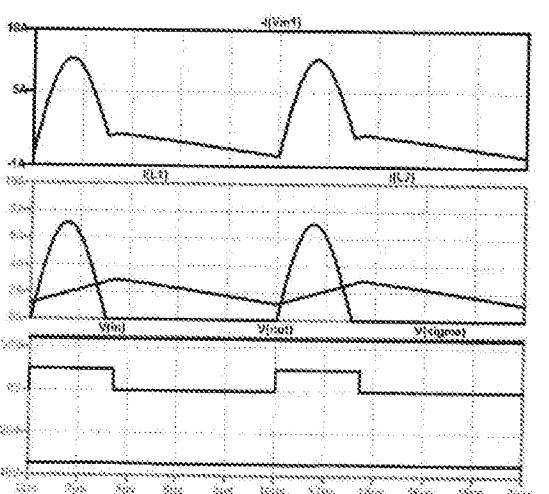


Fig. 5.b