

(12) **Österreichische Patentanmeldung**

(21) Anmeldenummer: A 106/2023  
(22) Anmeldetag: 15.09.2023  
(43) Veröffentlicht am: 15.12.2024

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

(56) Entgegenhaltungen:  
VAGHELA, M.A. et al. "Tri-State Coupled Inductor Based High Step-Up Gain Converter Without Right Hand Plane Zero" IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs [online]. Juni 2023 (06.2023). Bd. 70, Nr. 6, Seiten 2291–2295. [ermittelt am 5. Juli 2024].  
<doi:10.1109/TCSII.2023.3237679>. Ermittelt von <<https://ieeexplore.ieee.org/document/10018479>>.  
AT 500921 A1  
JP 2010063299 A  
CN 104821784 A  
US 2020328672 A1  
WO 9712308 A1

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

(54) **Hochsetzsteller mit gekoppelten Spulen und zwei Eingriffsmöglichkeiten**

(57) Hochsetzsteller, bestehend aus einer positiven (1) und einer negativen Eingangsklemme (2), aus einer positiven (3) und einer negativen Ausgangsklemme (4), zwei elektronischen Schaltern (S1, S2) mit entsprechender Ansteuerschaltung, zwei Dioden (D1, D2), zwei magnetisch miteinander gekoppelten Wicklungen (N1, N2) und einem Kondensator (C1). Im kontinuierlichen Betrieb laufen in der Taktperiode drei Moden ab. Im ersten Modus sind beide elektronischen Schalter (S1, S2) eingeschaltet, beide Dioden (D1, D2) sperren. Im zweiten Modus wird der erste elektronische Schalter (S1) ausgeschaltet, dadurch schaltet die erste Diode (D1) ein. Im dritten Modus wird auch der zweite Schalter (S2) ausgeschaltet und die zweite Diode (D2) schaltet ein. Der Vorteil des Konverters ist die Vermeidung des Einschaltstromstoßes, wenn der Konverter an ein starres DC Netz geschaltet wird. Zusätzlich ergibt sich ein Spannungsübersetzungsverhältnis mit zwei Eingangsgrößen, den Tastverhältnissen der beiden Schalter. Das Spannungsübersetzungsverhältnis wird zusätzlich linearisiert. Zwei Varianten werden ebenfalls dargestellt.

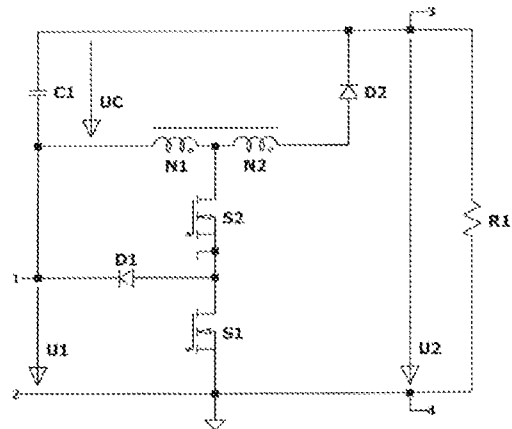


Fig. 3

## Zusammenfassung

Hochsetzsteller, bestehend aus einer positiven (1) und einer negativen Eingangsklemme (2), aus einer positiven (3) und einer negativen Ausgangsklemme (4), zwei elektronischen Schaltern (S1, S2) mit entsprechender Ansteuererschaltung, zwei Dioden (D1, D2), zwei magnetisch miteinander gekoppelten Wicklungen (N1, N2) und einem Kondensator (C1). Im kontinuierlichen Betrieb laufen in der Taktperiode drei Moden ab. Im ersten Modus sind beide elektronischen Schalter (S1, S2) eingeschaltet, beide Dioden (D1, D2) sperren. Im zweiten Modus wird der erste elektronische Schalter (S1) ausgeschaltet, dadurch schaltet die erste Diode (D1) ein. Im dritten Modus wird auch der zweite Schalter (S2) ausgeschaltet und die zweite Diode (D2) schaltet ein. Der Vorteil des Konverters ist die Vermeidung des Einschaltstromstoßes, wenn der Konverter an ein starres DC Netz geschaltet wird. Zusätzlich ergibt sich ein Spannungsübersetzungsverhältnis mit zwei Eingangsgrößen, den Tastverhältnissen der beiden Schalter. Das Spannungsübersetzungsverhältnis wird zusätzlich linearisiert. Zwei Varianten werden ebenfalls dargestellt.

(Fig. 3)

## Hochsetzsteller mit gekoppelten Spulen und zwei Eingriffsmöglichkeiten

Die Erfindung betrifft einen Hochsetzsteller (zur besseren Übersicht mit zwei unabhängigen Ansprüchen formuliert), bestehend aus einer positiven (1) und einer negativen Eingangsklemme (2), an die die Eingangsspannung (U1) angelegt ist, aus einer positiven (3) und einer negativen Ausgangsklemme (4), an die die Last angeschaltet ist, zwei elektronischen Schaltern (S1, S2) mit entsprechender Ansteuerschaltung, zwei Dioden (D1, D2), zwei Wicklungen (N1, N2) und einem Kondensator (C1), wobei die positive Eingangsklemme (1) an die Kathode der ersten Diode (D1) und an den ersten Anschluss der ersten Wicklung (N1) geschaltet ist, an die Verbindung vom zweiten Anschluss der ersten Wicklung (N1) und dem ersten Anschluss der zweiten Wicklung (N2) der positive Anschluss des zweiten elektronischen Schalters (S2) geschaltet ist, an den negativen Anschluss des zweiten elektronischen Schalters (S2) der positive Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) und die Anode der ersten Diode (D1) geschaltet sind, an den zweiten Anschluss der zweiten Wicklung die Anode der zweiten Diode (D2) geschaltet ist, an die Kathode der zweiten Diode (D2) die positive Ausgangsklemme (3) geschaltet ist, die negative Eingangsklemme (2) und die negative Ausgangsklemme (4) verbunden sind und die beiden Wicklungen (N1, N2) magnetisch miteinander gekoppelt sind, bzw. aus einem Hochsetzsteller, bestehend aus seiner positiven (1) und einer negativen Eingangsklemme (2) an die die Eingangsspannung (U1) angelegt ist, aus einer positiven (3) und einer negativen Ausgangsklemme (4) an die die Last angeschaltet ist, zwei elektronischen Schaltern (S1, S2) mit entsprechender Ansteuerschaltung, zwei Dioden (D1, D2), zwei Wicklungen (N1, N2) und einem Kondensator (C1), wobei die positive Eingangsklemme (1) an den ersten Anschluss der ersten Wicklung (N1) geschaltet ist, an die Verbindung von zweitem Anschluss der ersten Wicklung (N1) und dem ersten Anschluss der zweiten Wicklung (N2) der positive Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) geschaltet ist, an den negativen Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) die negative Eingangsklemme (2) und die negative Ausgangsklemme (4) geschaltet sind, an den zweiten Anschluss der zweiten Wicklung die Anode der zweiten Diode (D2) geschaltet ist und an die Kathode der zweiten Diode (D2) die positive Ausgangsklemme (3) geschaltet ist.

Die Erfindung wird nun an Hand von Abbildungen erläutert. Die Schaltungen sind beispielhaft mit MOSFETs gezeichnet. Fig. 1 stellt die Ausgangsschaltung dar, Fig. 2 zeigt den Einschaltstromstoß dieses Konverters. Fig. 3 zeigt nun die erste Variante der gegenständlichen Erfindung und Fig. 4, dass dabei der Einschaltstromstoß vermieden wird.

Fig. 5 und Fig. 6 zeigen die Ströme und die Spannungen an den Bauteilen. Fig. 7 und Fig. 8 zeigen zwei weitere Varianten. In Fig. 9 ist das Spannungsübersetzungsverhältnis dargestellt.

Der Ausgangspunkt ist ein Konverter, der in G. M. A. Vaghela and M. A. Mulla, "Tri-State Coupled Inductor Based High Step-Up Gain Converter Without Right Hand Plane Zero," in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 70, no. 6, pp. 2291-2295, June 2023, doi: 10.1109/TCSII.2023.3237679 dargestellt ist.

In der Fachliteratur findet man Topologien ohne gekoppelte Spulen und zwar für die Ausgangsvariante

K. Viswanathan, R. Oruganti and D. Srinivasan, "Dual-mode control of tri-state boost converter for improved performance," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no. 4, pp. 790-797, July 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.850907.

K. Viswanathan, R. Oruganti and D. Srinivasan, "A novel tri-state boost converter with fast dynamics," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no. 5, pp. 677-683, Sept. 2002, doi: 10.1109/TPEL.2002.802197.

S. K. Viswanathan, R. Oruganti and D. Srinivasan, "Dual mode control of tri-state boost converter for improved performance," IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03., Acapulco, Mexico, 2003, pp. 944-950 vol.2, doi: 10.1109/PESC.2003.1218182.

Für die anderen Varianten findet man ebenfalls Topologien ohne gekoppelte Spulen und zwar

K. Viswanathan, R. Oruganti and D. Srinivasan, "Tri-state boost converter with no right half plane zero," 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. IEEE PEDS 2001 - Indonesia. Proceedings (Cat. No.01TH8594), Denpasar, Indonesia, 2001, pp. 687-693 vol.2, doi: 10.1109/PEDS.2001.975402.

S. Kapat, A. Patra and S. Banerjee, "A novel current controlled tri-state boost converter with superior dynamic performance," 2008 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Seattle, WA, USA, 2008, pp. 2194-2197, doi: 10.1109/ISCAS.2008.4541887.

Der Konverter besteht aus zwei elektronischen Schaltern S1 und S2, zwei gekoppelten Spulen N1, N2 und zwei Dioden D1, D2. Parallel zu den Ausgangsklemmen (3, 4) ist ein Kondensator C1 geschaltet und als Last ist ein Widerstand dargestellt. Die Eingangsspannung U1 ist zwischen den Eingangsklemmen 1 und 2 angelegt. Diese Schaltung hat wie praktisch alle Hochsetzsteller den Nachteil eines hohen Einschaltstroms, wenn der Konverter an eine

starre Eingangsspannung (z.B. Autobatterien oder ein mit Batterien und Superkondensatoren gepuffertes Gleichspannungsnetz (DC micro-grid)) geschaltet wird.

Eine Idee dieses entstehenden Eingangsstroms erhält man, wenn man ideale Bauteile annimmt und auch noch die Last weglässt. Die beiden Wicklungen N1 und N2 bilden zusammen die Induktivität  $L_{12}$ . Legt man nun die Spannung  $U_1$  an, so lässt sich der Strom beschreiben durch

$$U_1 = L_{12} \frac{di}{dt} + \frac{1}{C_1} \int_0^t i dt .$$

Mit Hilfe der Laplace Transformation kann man den Strom zu

$$i = U_1 \sqrt{\frac{C_1}{L_{12}}} \sin\left(\sqrt{\frac{1}{C_1 L_{12}}} t\right)$$

berechnen. Der Spitzenstrom ergibt sich zu

$$\hat{i} = U_1 \sqrt{\frac{C_1}{L_{12}}} .$$

Wenn der Strom negativ wird, endet der Puls, da die Diode D2 sperrt. Die Dauer des Pulses ergibt sich zu

$$T_{DS} = \pi \sqrt{C_1 L_{12}} .$$

Fig. 2 zeigt den Verlauf des Stroms durch die Spule, die Ausgangsspannung und die Eingangsspannung. Auf diesem Bild ist die Last angeschaltet. Die Ausgangsspannung schießt in die Höhe und der Kondensator wird durch die Last wieder entladen. Wenn die Ausgangsspannung unter die Eingangsspannung fällt, schaltet D2 wieder ein. Es kommt zu einer leichten gedämpften Schwingung.

Um nun diesen großen Strom zu vermeiden, der zu einer Belastung der Bauteile führt, muss man die Position des Kondensators verändern. Er wird zwischen die positive Eingangsklemme (1) und die positive Ausgangsklemme (3) geschaltet. Damit ergibt sich die Schaltung gemäß Fig. 3.

Betrachtet man nun ebenfalls das Anschalten einer Spannungsquelle, so kommt es nun zu keinem Einschaltstromimpuls, wie aus Fig. 4 zu entnehmen ist.

Die Funktionsweise der Schaltung soll nun kurz beschrieben werden. Dazu werden ideale Bauelemente vorausgesetzt (keine Verlustwiderstände, ideales Schalten der

Halbleiterelemente). Die beiden Schalter werden mit der gleichen Frequenz betrieben. Das Tastverhältnis (Einschaltzeit des Schalters in Bezug auf die Periodendauer) für Schalter S1 ist mit  $d_1$  und für Schalter S2 mit  $d_2$  bezeichnet. Im kontinuierlichen Betrieb folgen drei Zustände (Moden) einander ab. In Modus M1 sind beide Schalter eingeschaltet und die Eingangsspannung liegt an der Wicklung N1 und der Strom durch diese steigt. In Modus M2 wird der Schalter S1 gesperrt. Der Strom der Wicklung N1 kommutiert nun in die Diode D1. Die Spannung an der Wicklung N1 ist nun null (ideale Bauelemente) und der Strom bleibt gleich. Wird nun auch S2 ausgeschaltet, so beginnt der Modus M3. Nun sind beide Wicklungen in Serie und da sie magnetisch gekoppelt sind, reduziert sich der Strom auf einen Wert, sodass die Durchflutung die gleiche bleibt, damit der magnetische Fluss im Magnetkern nicht springt.

Das Spannungs-Zeit Gleichgewicht für die Wicklung N1 ergibt sich zu

$$U_1 d_1 = |U_1 - U_2| \frac{N_1}{N_1 + N_2} (1 - d_2).$$

Damit lässt sich die Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Eingangsspannung  $U_1$ , der beiden Tastverhältnisse  $d_1$  und  $d_2$ , der Windungszahlen der Wicklungen  $N_1$  und  $N_2$  angeben zu

$$U_2 = \frac{d_1(N_1 + N_2) + (1 - d_2)N_1}{(1 - d_2)N_1} U_1 \quad d_1 \leq d_2.$$

Die Spannung am Kondensator ergibt sich zu

$$U_C = U_1 \frac{d_1}{1 - d_2} \frac{N_1 + N_2}{N_1} \quad d_1 \leq d_2.$$

Um eine gute Kopplung zwischen den Wicklungen zu erzielen ist eine bifilare Wicklung vorteilhaft.

Für gleiche Windungszahlen

$$N_1 = N_2 = N$$

ergibt sich die Ausgangsspannung und die Spannung am Kondensator zu

$$U_2 = \frac{1 + 2d_1 - d_2}{1 - d_2} U_1 \quad d_1 \leq d_2$$

$$U_C = 2 \frac{d_1}{1 - d_2} U_1 \quad d_1 \leq d_2.$$

Ein interessanter Aspekt der Schaltung ist, dass für ein konstantes  $d_2$  sich ein linearer Zusammenhang für das Spannungsübersetzungsverhältnis in Abhängigkeit zum Tastverhältnis  $d_1$  von Schalter S1 ergibt

$$M = \frac{U_2}{U_1} = 1 + K \cdot d_1 \quad \text{mit} \quad K = \frac{2}{1-d_2} .$$

Fig. 9 stellt das Spannungsübersetzungsverhältnis in Abhängigkeit von  $d_1$  mit  $d_2$  als Parameter für ein Windungsverhältnis von eins zu eins dar. Die gekrümmte Kurve stellt das Spannungsübersetzungsverhältnis des normalen Boost Konverters mit gekoppelten Spulen (Windungsverhältnis 1:1) zum Vergleich dar. Man sieht, dass bei kleineren Tastverhältnissen höhere Ausgangsspannungen erzielt werden können. Um noch höhere Spannungen zu erzielen können zwei oder mehrere Konverter in Kaskade geschaltet werden.

Wenn  $d_1 > d_2$  ist funktioniert die Schaltung wie ein gewöhnlicher Boost Konverter, und die Ausgangsspannung und die Kondensatorspannung ergeben sich zu

$$U_2 = \frac{d_2 N_2 + N_1}{N_1(1-d_2)} U_1, \quad U_C = \frac{d_2}{1-d_2} \frac{N_1 + N_2}{N_1} U_1 .$$

Für  $N_1 = N_2 = N$  ergibt sich dann

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

$$U_C = 2 \frac{d_2}{1-d_2} U_1 .$$

Für den Kondensator gilt, dass im eingeschwungenen Zustand der Strom im Mittel null ist.

Durch den Kondensator fließt, solange die Diode D2 sperrt, der negative Laststrom und wenn die Diode leitet, fließt der negative Laststrom plus der Strom durch D2, das entspricht dem Strom durch die Wicklungen. Das Ladungsgleichgewicht kann daher angeschrieben werden gemäß

$$I_R d_2 = \left( \bar{I}_{N2,3} - I_R \right) (1-d_2) .$$

$\bar{I}_{N2,3}$  ist der Mittelwert des Stroms durch N2, wenn D2 leitet. Dieser ergibt sich aus dem Laststrom zu

$$\bar{I}_{N2,3} = \frac{I_K}{1-d_2}$$

Damit kann man nun den mittleren Strom durch N1 im Intervall M1, wenn die Dioden D1 und D2 sperren, bestimmen zu

$$\bar{I}_{N1,3} = \frac{I_R}{1-d_2} \cdot \frac{N_1 + N_2}{N_2}$$

Zum besseren Verständnis sind in den Figuren 5 und 6 die Ströme durch und die Spannungen an den Bauteilen dargestellt. Dabei hat der Schalter S1 ein Tastverhältnis von 30 % und S2 ein Tastverhältnis von 50 %. Oben ist der Strom durch die Quelle dargestellt (dieser Strom ist hier negativ gezeichnet, also in gleicher Richtung wie die Spannung entsprechend dem Verbraucherzählpfeilsystem). Solange S1 eingeschaltet ist, nimmt der Strom zu, wird aber S1 abgeschaltet, so fällt der Strom im Eingang wieder auf den Laststrom zurück. Das nächste Diagramm zeigt den Strom durch den Kondensator. Dieser wird immer durch den Laststrom durchflossen und dadurch entladen. Wenn jedoch D2 einschaltet, wenn beide Transistoren ausgeschaltet sind, dann wird der Kondensator wieder nachgeladen. Der Strom durch die Wicklung N1 ist im nächsten Verlauf gezeichnet. Solange S1 und S2 leiten, steigt der Strom, wenn nur mehr S2 leitet bleibt er praktisch gleich, wenn auch S2 ausschaltet, so springt der Strom auf die Hälfte (da gleiche Windungszahlen für die Wicklungen gewählt wurden) und sinkt weiter ab. Wenn die beiden Schalter S1 und S2 am Beginn der nächsten Taktperiode wieder einschalten, so springt der Strom wieder auf den doppelten Wert und steigt entsprechend der Eingangsspannung wieder an. Im nächsten Diagramm sieht man den Strom durch die Wicklung N2. Solange D2 sperrt fließt kein Strom durch die zweite Wicklung, und wenn die Diode D2 leitet, entspricht der Strom dem der Wicklung N1. Die beiden letzten Bilder zeigen die Ströme durch die beiden Dioden. Der Strom durch D2 ist gleich dem Strom durch N2. Der Strom durch N1 wird durch D1 übernommen, wenn S1 ausschaltet aber S2 leitend ist. Der Strom bleibt konstant.

Fig. 6 zeigt die Spannungsverläufe an den Bauteilen. Im obersten Diagramm sind die Ausgangsspannung und die Eingangsspannung dargestellt. Das nächste Diagramm zeigt die Spannung an S2. Das dritte Diagramm stellt die Spannung an S1 dar. Das vierte und das fünfte Diagramm zeigen die Spannungen an der ersten Wicklung und der zweiten Wicklung, die, bedingt durch das gleiche Windungsverhältnis, gleich sind. Die beiden letzten Diagramme zeigen die Spannung an den Dioden.

Um die Verluste des Konverters zu reduzieren kann man die Schaltung noch etwas verändern. Wenn Energie aus der Quelle entnommen wird, müssen beide Schalter S1 und S2 eingeschaltet werden. Schließt man jedoch den positiven Anschluss des Schalters S1 direkt an die Anzapfung (den Verbindungspunkt der beiden Wicklungen) und die Serienschaltung der ersten Diode D1 und des zweiten Schalters S2 parallel zu der ersten Wicklung N1, so fließt nur dann Strom durch S2, wenn die Wicklung kurzgeschlossen wird und nicht schon während der Ladezeit. Die Schaltung zeigt Fig. 7. Ersetzt man die Diode D2 durch einen aktiven elektronischen Schalter S3, der antiseriell zum Schalter S2 geschaltet ist, so kann man beide elektronischen Schalter mit der gleichen Treiberstufe ansteuern. Man braucht daher weiterhin nur einen isolierten Treiber wie bei den anderen Varianten. Diese Variante ist dann sinnvoll, wenn der Spannungsabfall am Transistor kleiner ist als der an der Diode. Das Schaltbild zeigt Fig. 8. Wichtig ist nun, dass der Schalter S2 in diesen Varianten nur dann eingeschaltet werden darf, wenn S1 ausgeschaltet ist! Als Last kann eine ohmsch oder ohmsch-induktive Last verwendet werden.

Die Aufgabe einen Hochsetzsteller ohne Einschaltstrom zu realisieren wird erfindungsgemäß dadurch bewerkstelligt, dass (für Anspruch 1) der Kondensator (C1) zwischen der positiven Ausgangsklemme (3) und der positiven Eingangsklemme (1) geschaltet ist, bzw. (für Anspruch 2), dass der Kondensator (C1) zwischen der positiven Ausgangsklemme (3) und der positiven Eingangsklemme (1) geschaltet ist, die beiden Wicklungen (N1, N2) auf einem gemeinsamen Magnetkern aufgebracht sind, zwischen dem zweiten Anschluss der ersten Wicklung (N1) und dem ersten Anschluss der ersten Wicklung (N1) die Serienschaltung der ersten Diode (D1) und des zweiten elektronischen Schalters (S2) **oder** eine Antiserienschaltung zweier elektronischer Schalter (S1, S3) geschaltet ist.

Um die Wicklungen (N1, N2) gut magnetisch zu koppeln ist es sinnvoll, dass die beiden Wicklungen (N1, N2) bifilar ausgeführt sind. Zur Vermeidung parasitärer Induktivitäten und um einen kompakten Aufbau bei größeren Leistung zu erzielen ist es sinnvoll, dass der erste (S1) und der zweite elektronische Schalter (S2) als Halbbrückenmodul ausgeführt ist. Ebenso ist es sinnvoll, dass zur Vermeidung von Überspannungen, bedingt durch die Streuung der gekoppelten Spulen (N1, N2), eine Entlastungsschaltung vorgesehen ist.

Um höhere Spannungen zu erzielen kann man zwei oder mehrere Hochsetzsteller in Kaskade schalten.

## Patentansprüche

1. Hochsetzsteller, bestehend aus einer positiven (1) und einer negativen Eingangsklemme (2), an die die Eingangsspannung (U1) angelegt ist, aus einer positiven (3) und einer negativen Ausgangsklemme (4), an die die Last angeschaltet ist, zwei elektronischen Schaltern (S1, S2) mit entsprechender Ansteuerschaltung, zwei Dioden (D1, D2), zwei Wicklungen (N1, N2) und einem Kondensator (C1), wobei die positive Eingangsklemme (1) an die Kathode der ersten Diode (D1) und an den ersten Anschluss der ersten Wicklung (N1) geschaltet ist, an die Verbindung vom zweiten Anschluss der ersten Wicklung (N1) und dem ersten Anschluss der zweiten Wicklung (N2) der positive Anschluss des zweiten elektronischen Schalters (S2) geschaltet ist, an den negativen Anschluss des zweiten elektronischen Schalters (S2) der positive Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) und die Anode der ersten Diode (D1) geschaltet sind, an den zweiten Anschluss der zweiten Wicklung die Anode der zweiten Diode (D2) geschaltet ist, an die Kathode der zweiten Diode (D2) die positive Ausgangsklemme (3) geschaltet ist, die negative Eingangsklemme (2) und die negative Ausgangsklemme (4) verbunden sind und die beiden Wicklungen (N1, N2) magnetisch miteinander gekoppelt sind, **dadurch gekennzeichnet, dass** der Kondensator (C1) zwischen der positiven Ausgangsklemme (3) und der positiven Eingangsklemme (1) geschaltet ist.
2. Hochsetzsteller, bestehend aus seiner positiven (1) und einer negativen Eingangsklemme (2) an die die Eingangsspannung (U1) angelegt ist, aus einer positiven (3) und einer negativen Ausgangsklemme (4) an die die Last angeschaltet ist, zwei elektronischen Schaltern (S1, S2) mit entsprechender Ansteuerschaltung, zwei Dioden (D1, D2), zwei Wicklungen (N1, N2) und einem Kondensator (C1), wobei die positive Eingangsklemme (1) an den ersten Anschluss der ersten Wicklung (N1) geschaltet ist, an die Verbindung von zweitem Anschluss der ersten Wicklung (N1) und dem ersten Anschluss der zweiten Wicklung (N2) der positive Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) geschaltet ist, an den negativen Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) die negative Eingangsklemme (2) und die negative Ausgangsklemme (4) geschaltet sind, an den zweiten Anschluss der zweiten Wicklung die Anode der zweiten Diode (D2) geschaltet ist und an die Kathode der zweiten Diode (D2) die positive Ausgangsklemme (3) geschaltet ist **dadurch gekennzeichnet, dass** der Kondensator (C1) zwischen der positiven Ausgangsklemme (3) und der positiven Eingangsklemme (1) geschaltet ist, die beiden Wicklungen (N1,



Figuren

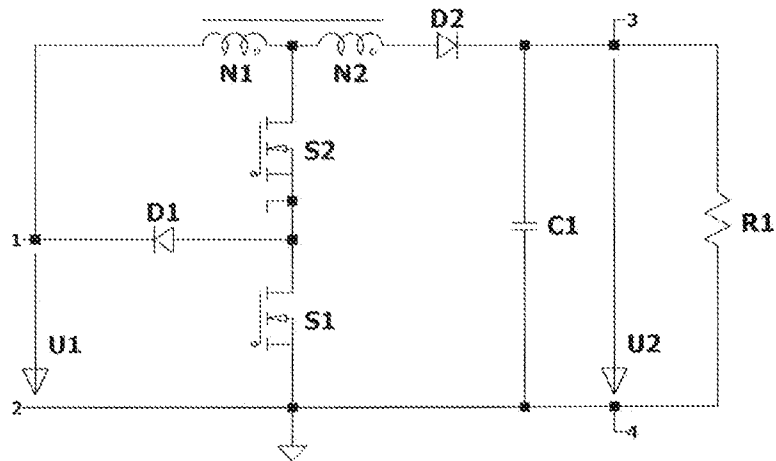


Fig. 1

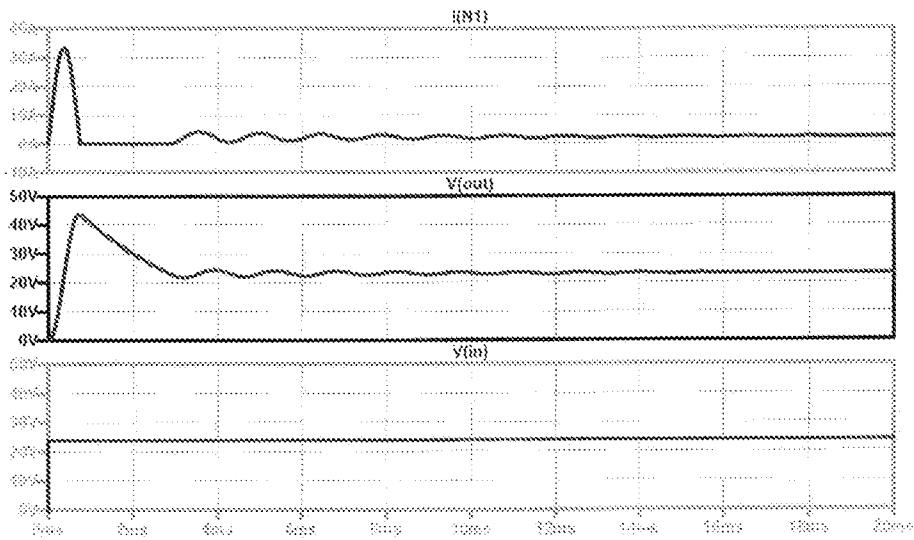


Fig. 2

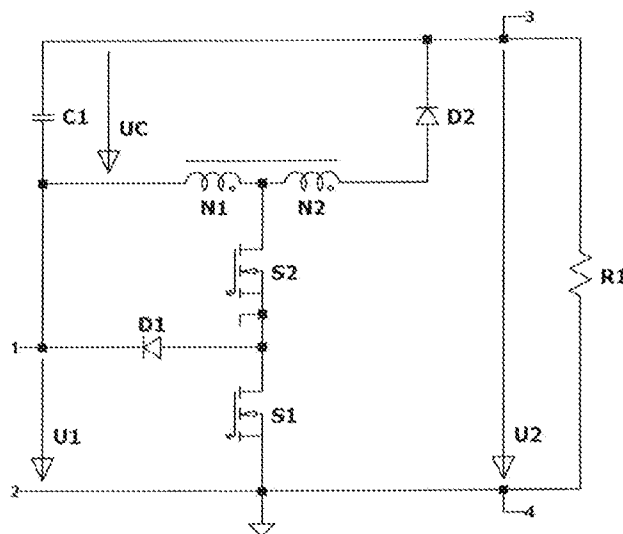


Fig. 3

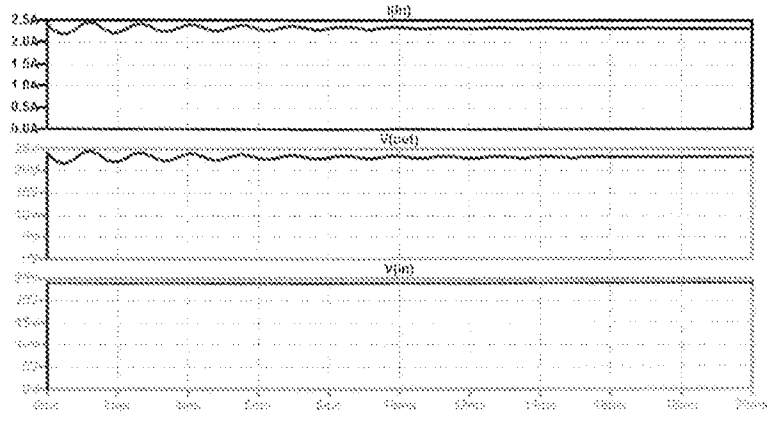


Fig. 4

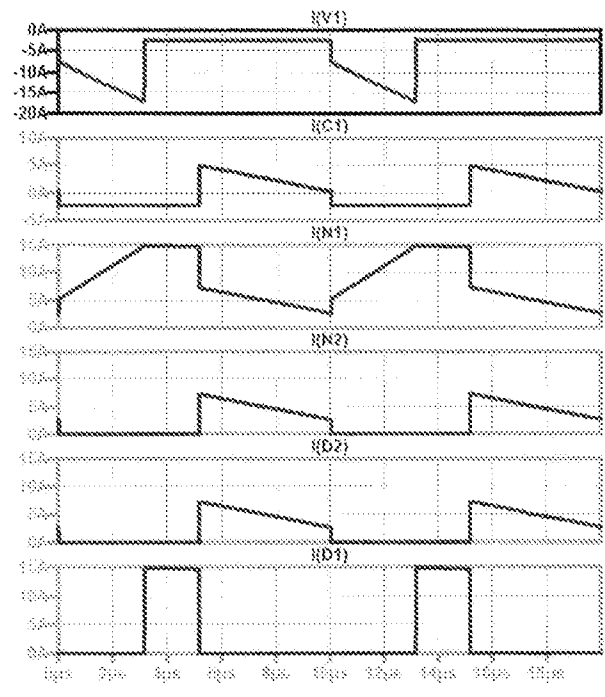


Fig. 5

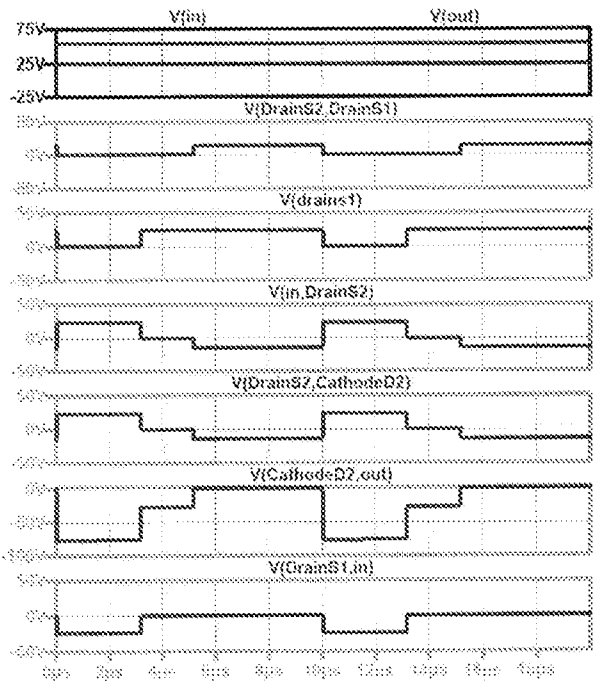


Fig. 6

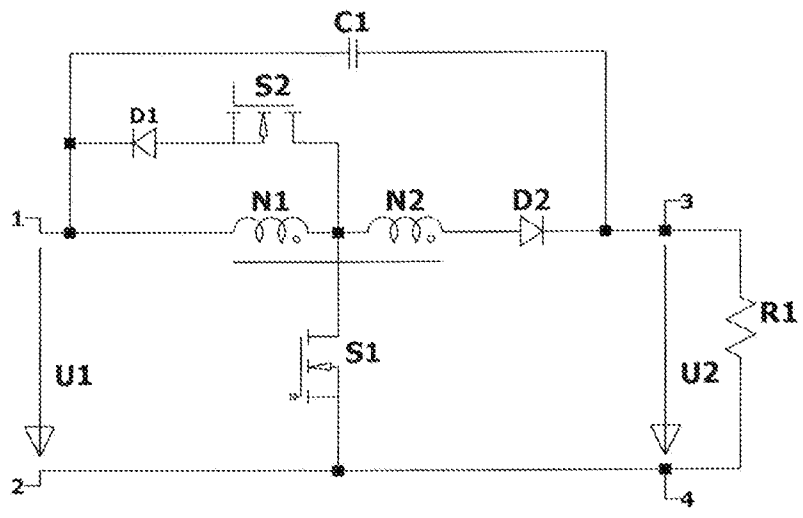


Fig. 7

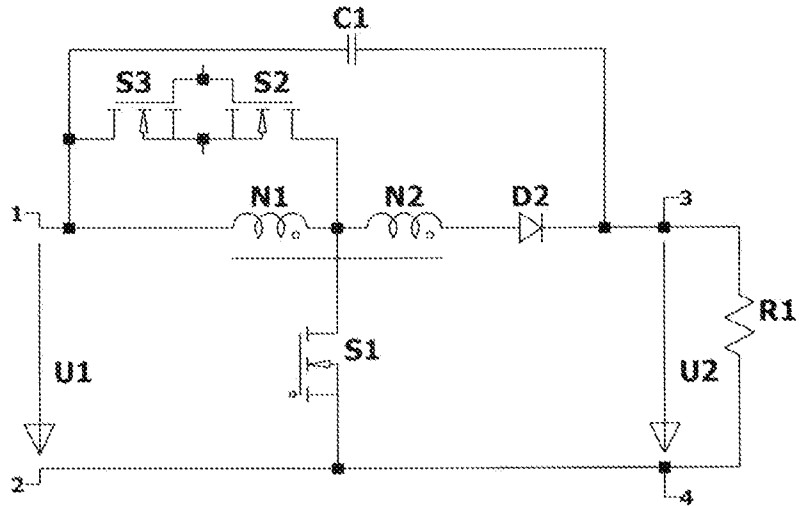


Fig. 8

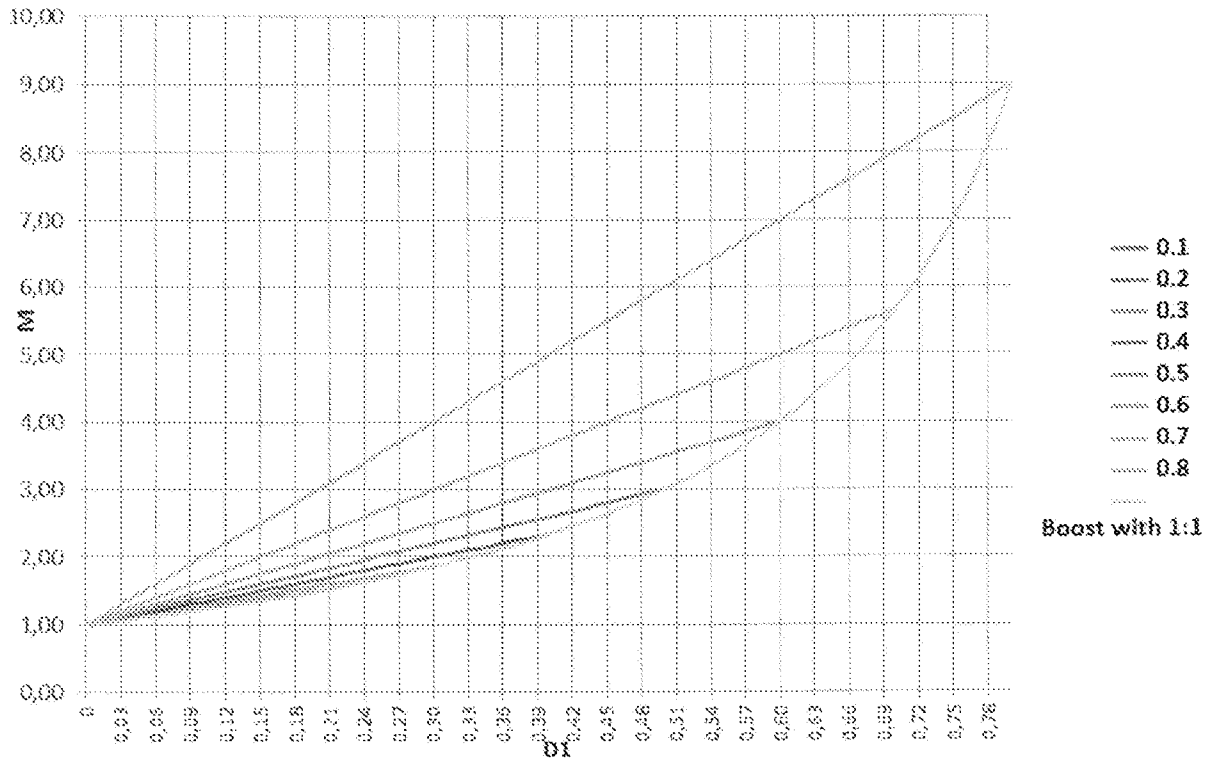


Fig. 9

## Patentansprüche

1. Hochsetzsteller, bestehend aus einer positiven (1) und einer negativen Eingangsklemme (2), an die die Eingangsspannung (U1) angelegt ist, aus einer positiven (3) und einer negativen Ausgangsklemme (4), an die die Last (R1) angeschaltet ist, einem ersten elektronischen Schalter (S1) und einem zweiten elektronischen Schalter (S2) mit entsprechender Ansteuerschaltung, einer ersten Diode (D1), einer zweiten Diode (D2), einer ersten Wicklung (N1), einer zweiten Wicklung (N2) und einem Kondensator (C1), wobei die positive Eingangsklemme (1) an die Kathode der ersten Diode (D1) und an den ersten Anschluss der ersten Wicklung (N1) geschaltet ist, an die Verbindung vom zweiten Anschluss der ersten Wicklung (N1) und dem ersten Anschluss der zweiten Wicklung (N2) der positive Anschluss des zweiten elektronischen Schalters (S2) geschaltet ist, an den negativen Anschluss des zweiten elektronischen Schalters (S2) der positive Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) und die Anode der ersten Diode (D1) geschaltet sind, an den zweiten Anschluss der zweiten Wicklung die Anode der zweiten Diode (D2) geschaltet ist, an die Kathode der zweiten Diode (D2) die positive Ausgangsklemme (3) geschaltet ist, die negative Eingangsklemme (2), der negative Anschluss des ersten elektronischen Schalters (S1) und die negative Ausgangsklemme (4) verschaltet sind und die erste Wicklung (N1) mit der zweiten Wicklung (N2) magnetisch miteinander gekoppelt ist, **dadurch gekennzeichnet, dass** der Kondensator (C1) zwischen der positiven Ausgangsklemme (3) und der positiven Eingangsklemme (1) geschaltet ist.
2. Hochsetzsteller gemäß Anspruch 1 **dadurch gekennzeichnet, dass** die erste Wicklung (N1) und die zweite Wicklung (N2) bifilar ausgeführt sind.
3. Hochsetzsteller gemäß Anspruch 1 **dadurch gekennzeichnet, dass** der erste elektronische Schalter (S1) und der zweite elektronische Schalter (S2) als Halbbrückenmodul ausgeführt ist.
4. Hochsetzsteller einem der Ansprüche 1 bis 3 **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Vermeidung von Überspannungen, bedingt durch die Streuung der gekoppelten ersten Wicklung (N1) und zweiten Wicklung (N2), eine Entlastungsschaltung vorgesehen ist.
5. Zumindest zwei in Kaskade geschaltete Hochsetzsteller **dadurch gekennzeichnet, dass** die zumindest zwei Hochsetzsteller jeweils als Hochsetzsteller gemäß einem der Patentansprüche 1 bis 4 ausgebildet sind.