



(12)

PATENTSCHRIFT

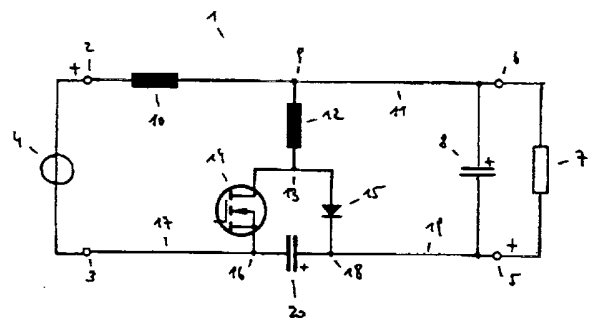
(21) Anmeldenummer: 206/97 (51) Int. Cl.⁷: **H02M 1/15**
 (22) Anmeldetag: 10.02.1997 G05F 3/24
 (42) Beginn der Patentdauer: 15.09.1999
 (45) Ausgabetag: 25.05.2000

(56) Entgegenhaltungen:
DE 19506587A1

(73) Patentinhaber:
KOLAR JOHANN W.
A-1050 WIEN (AT).
 (72) Erfinder:
KOLAR JOHANN W.
WIEN (AT).

(54) **GETAKTETER GLEICHSPANNUNGS-GLEICHSPANNUNGSWANDLER MIT GERINGER WELLLIGKEIT DES EINGANGS- ODER AUSGANGSSTROMES**

(57) Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung zur getakteten Umformung einer Gleichspannung (4) in eine vorgebbare, durch eine Kondensator (8) gestützte, zwischen den Klemmen (5) und (6) auftretende Lastspannung. Die Konverterstruktur wird durch Verbindung einer eingangsseitig oder ausgangsseitig angeordneten Induktivität (10), einer Mitteninduktivität (12), elektronischer Schaltvorrichtungen (14) und (15) und einer Koppelkapazität (20) gebildet. Durch erfindungsgemäße Anordnung der Schaltelemente wird erreicht, daß die über der Koppelkapazität auftretende Spannung stationär stets gleich der Summe von Ein- und Ausgangsspannung des Konverters ist und somit unabhängig vom Schaltzustand der elektronischen Schaltvorrichtungen (14) und (15) über der Induktivität (10) (ideal) keine Differenzspannung auftritt und das Konvertersystem somit sehr geringen Rippel des Eingangs- oder Ausgangsstromes aufweist.



AT 406 433 B

Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung zur getakteten Wandlung von Gleichspannung wie sie im Oberbegriff des Patentanspruches 1 beschrieben ist.

Nach dem derzeitigen Stand der Technik werden zur Umsetzung einer Gleichspannung auf ein vorgegebenes Verbraucherspannungsniveau meist getaktete Gleichspannungs- Gleichspannungswandler (im weiteren kurz als DC/DC-Konverter bezeichnet) eingesetzt. Aufgrund des schaltenden Betriebes weisen diese Systeme im Gegensatz zu konventionellen Längsreglern hohen Wirkungsgrad auf, sind allerdings andererseits durch den Nachteil diskontinuierlicher, oder jedenfalls schaltfrequent schwankender Eingangs- und/oder Ausgangsströme gekennzeichnet.

Um eine elektromagnetische Beeinflussung der, durch die Systeme gespeisten Verbraucher oder anderer, parallel betriebener Systeme zu unterbinden, sind daher geeignete Maßnahmen zur Verringerung der schaltfrequenten Welligkeit (des Ripples) der Eingangs- und Ausgangsströme zu treffen. Die einfachste Möglichkeit besteht dabei in der Anordnung passiver Filter, wodurch jedoch die Leistungsdichte verringert und womit zufolge ohmscher Spannungsabfälle an den Filter-Längselementen der Wirkungsgrad der Energieumformung verringert wird.

Wie in der DE - 195 06 587 OS beschrieben, kann eine relativ geringe Amplitude höherfrequenter Oberschwingungen des Eingangstromes eines einphasigen Wechselspannungs-Gleichspannungsumformers ohne signifikante Verringerung der Leistungsdichte auch dadurch erreicht werden, daß der, die Ausgangsspannung einer Eingangsdiodenbrücke glättende Kondensator nur in der Umgebung der Spannungsnulldurchgänge für eine Entladung freigegeben und somit ein relativ großer Durchlaß- bzw. Stromnußwinkel der Diodenbrücke erzwungen wird. Die Anwendung dieses Prinzips ist allerdings bei Vorliegen einer Eingangsspannung mit geringem Wechselanteil nicht möglich.

Alternativ zu passiver Filterung kann eine Minimierung der Störbeeinflussung für bestimmte DC/DC-Konverter auch durch geeignete magnetische Kopplung von induktiven Komponenten der Konvertergrundstruktur (also ohne zusätzliche Filtermaßnahmen), z.B., einer ein- und ausgangsseitig angeordneten Induktivität erfolgen. Je nach Festlegung der Induktivitätswerte und Streuung der gekoppelten Spulen wird dabei die Welligkeit des Eingangs- oder des Ausgangstromes auf sehr geringe Werte reduziert. Allerdings ist eine industrielle Umsetzung dieses Konzeptes aufgrund des erforderlichen Abgleichs der magnetischen Kopplung schwer durchzuführen und erfordert vielfach zusätzliche Abgleichinduktivitäten, womit das technisch vorteilhafte Systemverhalten über eine Erhöhung der Fertigungskosten erkaufte wird.

Aufgabe der Erfindung ist es daher, ein DC/DC-Konvertersystem zu schaffen, das ohne das Erfordernis einer magnetischen Kopplung induktiver Komponenten einen (ideal) rippelfreien Verlauf des Eingangs- oder Ausgangstromes aufweist.

Dies wird erfindungsgemäß durch die kennzeichnenden Merkmale des Patentanspruches 1 erreicht. Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind den Unteransprüchen zu entnehmen.

Der Leistungsteil der erfindungsgemäßen DC/DC Konverterstruktur wird durch eine zwischen der negativen Klemme der Eingangsspannung und der positiven Klemme der Ausgangsspannung liegende Koppelkapazität und eine zwischen der positiven Eingangsklemme und der negativen Ausgangsklemme liegende Induktivität gebildet, wobei weiters von der negativen Klemme der Ausgangsspannung abzweigend eine zweite Induktivität (im weiteren kurz als Mitteninduktivität bezeichnet) über ein elektronisches Schaltelement (z.B. einen Leistungs- MOSFET oder Isolated Gate Bipolar Transistor (IGBT)) mit der negativen Eingangsspannungsklemme verbunden ist und von der Verbindung dieser Schaltelemente abzweigend eine Diode in Richtung zur positiven Ausgangsklemme geschaltet ist. Weiters kann zur Pufferung der Ausgangsspannung ein, parallel zu einem zwischen positiver und negativer Ausgangsklemme angeordneten Verbraucher liegender Ausgangskondensator (oder auch elektrochemischer Speicher) vorgesehen werden.

Durch diese Anordnung der Schaltelemente wird erreicht, daß die über der Koppelkapazität auftretende Spannung stationär stets gleich der Summe von Ein- und Ausgangsspannung des Konverters ist, da über der zwischen positiver Eingangs- und negativer Ausgangsklemme liegenden (im weiteren kurz als Eingangsinduktivität bezeichneten) Induktivität stationär kein Gleichspannungsanteil auftritt, und damit Ein- und Ausgangsspannung für niederfrequente Vorgänge als direkt in Serie geschaltet zu sehen sind.

Aufgrund des, im folgenden noch näher erläuterten schaltenden Betriebes des Systems weist die Spannung an der Koppelkapazität eine, schaltfrequente Schwankung auf. Sind, wie bei praktischer Realisierung mit guter Näherung erfüllt, schaltfrequente Schwankungen der Ein- und Ausgangsspannung vernachlässigbar, tritt dieser Rippel der Koppelkondensatorspannung direkt

über der Eingangsinduktivität auf und definiert so den resultierenden Rippel des Eingangsstromes. Durch geeignete Wahl der Kapazität des Koppelkondensators kann also der Eingangsstromrippel auf sehr kleine Werte beschränkt werden; die Grundfunktion des Konverters wird durch hohe Werte der Koppelkapazität nicht nachteilig beeinflusst. Anschaulich entsprechen damit die
 5 Koppelkapazität und die Eingangsinduktivität einem in die Konverterstruktur integrierten Eingangsfiler; die Filterung wird also durch geeignete Nutzung von, bereits in der Konvertergrundstruktur vorhandenen Elementen erreicht.

Die vorstehend diskutierte Spannungsaufteilung bzw. Filterung des Eingangsstromes ist strukturinvariant und damit unabhängig von Schaltzustand, Schaltfrequenz oder relativer Einschalt-
 10 dauer des elektronischen Schaltelementes (des Leistungstransistors) gegeben. Allerdings nimmt die relative Einschaltdauer des Schaltelementes natürlich Einfluß auf das Spannungsübersetzungsverhältnis (Verhältnis von Ein- und Ausgangsspannung) bzw. auf den Leistungsfluß des Konverters. Wird der Leistungstransistor durchgeschaltet, kommt über der Mitteninduktivität die Differenz der Koppelkondensator- und Ausgangsspannung, also die
 15 Eingangsspannung zu liegen (der Rippel der Koppelkondensatorspannung beeinflusst das Grundprinzip der Energieumsetzung nicht und kann daher für die nachfolgenden Ausführungen vernachlässigt werden). An den Ausgang wird die Differenz aus Eingangsstrom und Strom in der Mitteninduktivität geliefert. Dieser Stromfluß erfolgt über die Koppelkapazität, was zu einer geringfügigen Änderung der Koppelkondensatorspannung führt. Die über der Mitteninduktivität
 20 auftretende Spannung bedingt einen Anstieg des Stromes in der Mitteninduktivität bzw. eine Zunahme der magnetisch gespeicherten Energie. Nach Abschalten des Leistungstransistors wird unverändert die Differenz von Eingangsstrom und Strom in der Mitteninduktivität an den Ausgang geliefert, wobei jedoch der durch die Mitteninduktivität eingeprägte Stromfluß über die
 25 Koppelkondensator wird durch den Eingangsstrom nachgeladen, über der Mitteninduktivität kommt die Ausgangsspannung (als Differenz von Koppelkondensatorspannung und Eingangsspannung) zu liegen, was zu einer Verringerung des Stromes in der Induktivität bzw. zu einem Abbau der magnetischen Energie führt.

Der stationäre Betrieb des Systems ist dann gegeben, wenn die innerhalb des
 30 Einschaltintervalles über der Mitteninduktivität auftretende positive Spannungszeitfläche gleich der innerhalb des Ausschaltintervalles auftretenden negativen Spannungszeitfläche wird. Aus dieser Gleichheit der Spannungszeitflächen folgt unmittelbar die Steuerbarkeit der stationären Ausgangsspannung über die relative Einschaltdauer des Leistungstransistors, da die Speisespannung fest vorgegeben ist und somit als einziger Freiheitsgrad eine Änderung der
 35 Ausgangsspannung derart verbleibt, daß der Strom in der Mitteninduktivität im Mittel über einen Ein-Ausschaltzyklus (eine Pulsperiode) einen zeitlich konstanten Wert aufweist bzw. ein Gleichgewicht zwischen positiver und negativer Spannungszeitfläche besteht.

Eine weitere Ausführungsvariante beschreibt der Kennzeichenteil des Patentanspruches 2.

Es wird dabei die Mitteninduktivität nicht mit der negativen Ausgangsspannungsklemme
 40 sondern mit der positiven Eingangsspannungsklemme verschaltet. Die ursprünglich eingangsseitig angeordnete Induktivität kommt damit ausgangssseitig zu liegen. Wie aufgrund der Symmetrie gegenüber der vorstehend beschriebenen Schaltung unmittelbar einsichtig wird damit der Rippel des Ausgangs und nicht des Eingangsstromes auf sehr geringe Werte beschränkt. Die Grundfunktion und insbesondere die Spannungsübersetzung der Schaltung bleiben dabei jedoch
 45 unverändert.

Bei der im Kennzeichenteil des Patentanspruches 3 beschriebenen Ausführungsvariante wird die Eingangsinduktivität mit der negativen Eingangsklemme verschaltet und das elektronische
 50 Schaltelement und der Koppelkondensator abzweigend vom zweiten Ende der Eingangsinduktivität angeordnet, wodurch eine, schaltungstechnisch gegebenenfalls vorteilhafte direkte Durchverbindung der positiven Eingangsklemme und der negativen Ausgangsklemme ermöglicht wird. Das (durch geringen Rippel des Eingangsstromes gekennzeichnete) Betriebsverhalten bleibt gegenüber der in Anspruch 1 beschriebenen Schaltung unverändert.

Bei der im Kennzeichenteil des Patentanspruches 4 beschriebenen Ausführungsvariante wird die Ausgangsinduktivität mit der positiven Ausgangsklemme verschaltet, weiters werden die
 55 Ausgangsdiode und der Koppelkondensator abzweigend vom zweiten Ende der Ausgangsinduktivität angeordnet, wodurch eine, schaltungstechnisch gegebenenfalls vorteilhafte direkte Durch Verbindung der positiven Eingangsklemme und der negativen Ausgangsklemme

ermöglicht wird. Das (durch geringen Rippel des Ausgangsstromes gekennzeichnete) Betriebsverhalten bleibt gegenüber der in Anspruch 2 beschriebenen Schaltung unverändert.

Der Kennzeichenteil des Patentanspruches 5 beschreibt die Grundfunktion ebenfalls nicht beeinflussende Ausführungsvarianten der erfindungsgemäßen Vorrichtungen nach den Ansprüchen 1 bis 4 wobei die Polarität der Eingangsklemmen sowie der Ausgangsklemmen vertauscht, also der ursprünglich an die positive Eingangsklemme führende Anschluß zur negativen Eingangsklemme und umgekehrt geführt wird, und der ursprünglich an der positiven Ausgangsklemme liegende Anschluß mit der negativen Ausgangsklemme und umgekehrt verschaltet wird und die Richtung der Ausgangsdiode und die Richtung des Leistungstransistors umgekehrt werden. Die Grundfunktion der Schaltungen wird durch diese Schaltungsmodifikationen nicht beeinflusst womit für eine Beschreibung des Betriebsverhaltens auf die Ausführungen in Verbindung mit Patentanspruch 1 und 2 Bezug genommen werden kann.

Die Erfindung sowie eine vorteilhafte Ausgestaltung werden im weiteren anhand von Zeichnungen näher erläutert. Es zeigt:

Fig. 1 Die Grundstruktur (vereinfachte, schematische Darstellung) des Leistungsteiles eines erfindungsgemäßen DC/DC-Wandlers mit geringer Welligkeit des Eingangsstromes.

Fig. 2 Die Grundstruktur (vereinfachte, schematische Darstellung) des Leistungsteiles eines erfindungsgemäßen DC/DC-Wandlers mit geringer Welligkeit des Ausgangsstromes.

In **Fig. 1** ist ein erfindungsgemäßer DC/DC-Konverter 1 dargestellt, dessen Grundfunktion in der Umformung einer zwischen positiver Eingangsklemme 2 und negativer Eingangsklemme 3 anliegenden Spannung 4 in eine zwischen positiver Ausgangsklemme 5 und negativer Ausgangsklemme 6 auftretenden Spannung besteht. Zur Stützung der, einen Verbraucher 7 speisenden Ausgangsspannung wird vorteilhaft ein Ausgangskondensator oder elektrochemischer Speicher 8 angeordnet. Die Konverterstruktur wird durch eine, einseitig an Eingangsklemme 2 und mit dem zweiten Ende an einer Klemmstelle 9 liegende Induktivität 10 gebildet, wobei die Klemmstelle 9 über eine Schaltverbindung 11 direkt mit der Ausgangsklemme 6 verbunden ist, und ebenfalls von 9 abzweigend eine weitere Induktivität 12 an den Verbindungspunkt 13 einer elektronischen Schaltvorrichtung 14 und der Anode einer Ausgangsdiode 15 gelegt wird, wobei das zweite Ende von 14 an einen Schaltungspunkt 16 geführt wird, der über eine Schaltverbindung 17 direkt mit der Eingangsklemme 3 verbunden ist und die Kathode der Ausgangsdiode an einen Schaltungspunkt 18 gelegt wird, der über eine Schaltverbindung 19 mit der Ausgangsklemme 5 verbunden ist und zwischen 18 und 16 eine Koppelkapazität 20 mit der positiven Platte an 18 liegend geschaltet wird.

Stationär wird sich nun unabhängig vom Schaltzustand des elektronischen Schaltelementes 14 die Spannung an der Koppelkapazität so einstellen, daß über der Induktivität 10 kein Gleichspannungsanteil auftritt. Es kommt damit an der Koppelkapazität 20 die Summe der zwischen Eingangsspannung 4 (gemessen zwischen den Klemmen 2 und 3) und der zwischen den Klemmen 5 und 6 zu messenden Ausgangs- bzw. Lastspannung zu liegen. Wird nun das elektronische Schaltelement 14 durchgeschaltet, womit entsprechend der Polarität der an der Koppelkapazität 20 liegenden Spannung die Ausgangsdiode 15 in Sperrrichtung beansprucht wird, tritt über der Induktivität 12 in von Schaltungspunkt 9 ausgehend positiv gezählter Richtung die Differenz aus Koppelkondensatorspannung und Ausgangsspannung, also bei Vernachlässigung eines Rippels der Koppelkondensatorspannung die Eingangsspannung des Systems auf. Die Eingangsimpedanz 10 verbleibt damit in erster Näherung spannungslos, da an beiden Enden 2 und 9 bezogen auf Klemme 3 die Eingangsspannung liegt; ein in 10 fließender Strom wird also nicht geändert. Es wird damit nur der in Induktivität 12 fließende Strom (von Klemme 9 ausgehend positiv gezählt) zufolge der anliegenden Eingangsspannung erhöht. Der Stromfluß an den Ausgang wird, wie bei Analyse der Stromverteilung an Klemme 9 unmittelbar einsichtig durch die Differenz des Stromes in Induktivität 12 und des Stromes in Induktivität 10 (als positiv zur Klemme 9 fließend gezählt) bestimmt und erfolgt über die Koppelkapazität 20 zur positiven Ausgangsklemme 5. Die Koppelkapazität wird durch diesen Stromfluß geringfügig entladen.

Wird nun durch ein entsprechendes Ansteuersignal eines überlagerten, die Ausgangsspannung regelnden Steuerkreises das elektronische Schaltelement 14 gesperrt, kommutiert der durch die Induktivität 12 eingepreßte Stromfluß in die Ausgangsdiode 15, weiters tritt nun über der Induktivität 12 die Ausgangsspannung auf wodurch der Stromfluß verringert wird. Der Stromfluß zur Eingangsklemme 3 erfolgt nun über die Koppelkapazität 20 wodurch diese wieder nachgeladen wird. Zwischen Klemme 9 und Klemme 18 tritt die negative Ausgangsspannung, zwischen Klemme 2 und Klemme 18 die Differenz der Eingangsspannung

und der Spannung des Koppelkondensators, also bei Vernachlässigung eines Spannungsrippels an 20 ebenfalls die negative Ausgangsspannung auf. Dies zeigt, daß die Eingangsinduktivität in Durchlaß- und Sperrzustand des Leistungstransistors 14 spannungslos verbleibt, das System also (ideal) keinen Rippel des Eingangstromes aufweist. Wie eine nähere Analyse zeigt, kommt über
 5 der Eingangsinduktivität tatsächlich der i.a. sehr geringe Rippel der Koppelkondensatorspannung zu liegen, die Amplitude des demzufolge auftretenden Rippels des Eingangstromes kann allerdings durch geeignete Wahl des Kapazitätswertes des Koppelkondensators bzw. des Induktivitätswertes der Eingangsinduktivität auf sehr geringe Werte beschränkt werden kann.

Wie vorstehend ausgeführt, tritt über der Induktivität 12 während des Einschaltintervalles von
 10 14 eine positive, durch die (vorgegebene) Eingangsspannung definierte und innerhalb des Sperrintervalls eine negative, durch die Ausgangsspannung definierte Spannungszeitfläche auf. Der stationäre Betriebszustand des Systems ist nun dann gegeben, wenn beide Spannungszeitflächen identen Betrag aufweisen und somit im Mittel über einen Ein-
 15 Ausschaltzyklus des Leistungstransistors 14 keine Änderung des in der Induktivität 12 fließenden Stromes erfolgt. Der Wert dieses Stromes stellt sich dabei so ein, daß der Betrag der innerhalb des Einschaltintervalls von 14 der Koppelkapazität 20 entnommenen Ladung (negativen Stromzeitfläche) gleich der innerhalb des Ausschaltintervalls zufließenden Ladung (positiven Stromzeitfläche) wird. Die Ausgangsspannung steht dann in fester, durch die relative
 20 Einschaltdauer von 14 definierter Relation zur Eingangsspannung, was die Möglichkeit einer Regelung der Ausgangsspannung durch entsprechende Ansteuerung von 14 zeigt. Wird beispielsweise ausgehend von einem stationären Arbeitspunkt des Systems die relative Einschaltdauer von 14 erhöht, überwiegt an 12 die positive Spannungszeitfläche, wodurch resultierend ein Anstieg des Stromes bedingt wird. Dieser Stromanstieg führt zu einer Erhöhung des (wie
 25 vorstehend erwähnt als Differenz von Strom in 12 und Strom in 10 gebildeten) Ausgangsstromes und damit zu einem höheren Spannungsabfall an der Last, wodurch die Ausgangsspannung erhöht, und das Ungleichgewicht von negativer und positiver Spannungszeitfläche an 12 bis zum Erreichen eines neuen stationären Zustandes verringert wird. Während dieses Ausgleichsvorganges tritt auch an der Induktivität 10 ein transienter Spannungsanteil auf, der zu einer, der höheren Leistungslieferung an den Ausgang entsprechenden Erhöhung des
 30 Eingangstromes führt.

Eine Ausführungsvariante des erfindungsgemäßen Systems wird in Fig. 2 gezeigt. Für gleiche Elemente und Schaltungspunkte werden dabei die gleichen Bezeichnungen wie in Fig. 1 gewählt. Die Schaltung nach Fig.2 kann aus Fig. 1 einfach durch Verschiebung der Induktivität 10 an den
 35 Ausgang gebildet gedacht werden, wobei sämtliche Schaltverbindungen von Fig. 1 unverändert bleiben und nur die Schaltverbindung 11 durch eine Induktivität und die Induktivität 10 durch eine Durchverbindung ersetzt wird.

Aus der Symmetrie zur der in Fig. 1 gezeigten Schaltung ist unmittelbar einsichtig, daß nun der Rippel des Ausgangstromes und nicht wie für die Schaltung nach Fig. 1 der Rippel des
 40 Eingangstromes auf kleine Werte beschränkt wird, wodurch die Schaltungsgrundfunktion bzw. die Spannungsübersetzung der Schaltung jedoch nicht verändert wird. Eine nähere Erläuterung der Systemfunktion kann daher unterbleiben.

Grundsätzlich ist anzumerken, daß das vorstehend beschriebenen Grundprinzip einer weitgehenden Unterdrückung des Rippels des Eingangs- oder Ausgangsstromes bei modifizierter
 45 Ausführung der Ventile (des elektronischen Schalters 14 und der Diode 15) auch zur Umformung einer Wechselspannung eingesetzt werden kann und auch nicht auf nur unidirektionalen Energiefluß vom den Eingangsklemmen 2 und 3 zu den Ausgangsklemmen 5 und 6 eingeschränkt ist.

Wird beispielsweise antiparallel zu Leistungstransistor 14 eine Diode und antiparallel zu Diode
 50 15 ein zweiter Leistungstransistor angeordnet (werden also 14 und 15 zu bidirektionalen unipolaren elektronischen Schaltelementen erweitert) und werden die Transistoren im Gegentakt gesteuert, kann auch die von einer aktiven Last abgegebene Leistung vom Ausgang an den Eingang zurückgespeist werden. Soll neben der Umkehr der Energieflußrichtung auch eine Vorzeichenumkehr der Ein- und Ausgangsspannung möglich sein, sind anstelle der bidirektionalen unipolaren Schaltelemente bidirektionale bipolare Schalter anzuordnen womit ein
 55 Wechselspannungs- Wechselspannungskonverter mit sehr geringem Rippel des Eingangs- oder Ausgangsstromes erhalten wird.

Patentansprüche:

1. Vorrichtung (1) zur getakteten Umformung einer vorgegebenen, zwischen einer Eingangsklemme (2) und einer Eingangsklemme (3) anliegenden Spannung (4) in eine vorgebbare, einen Verbraucher (7) speisende, zwischen einer Ausgangsklemme (5) und einer Ausgangsklemme (6) gebildeten Spannung die elektronische Schaltelemente (14) und (15), magnetische Energiespeicher (10) und (12) und eine Koppelkapazität (20) aufweist **dadurch gekennzeichnet**, daß die Induktivität (10) ausgehend von der positiven Eingangsklemme (2) mit einer Klemmstelle (9) verschaltet wird, wobei die Klemmstelle (9) über eine Schaltverbindung (11) direkt mit der negativen Ausgangsklemme (6) verbunden ist, und ebenfalls von (9) abzweigend eine weitere Induktivität (12) an den Verbindungspunkt (13) eines Leistungstransistors (14) und einer Diode (15) gelegt wird, wobei der Emitter des Leistungstransistors (14) an einen Schaltungspunkt (16) geführt wird, der über eine Schaltverbindung (17) direkt mit der negativen Eingangsklemme (3) verbunden ist und die Kathode der Diode (15) an einen Schaltungspunkt (18) gelegt wird, der über eine Schaltverbindung (19) mit der positiven Ausgangsklemme (5) verbunden ist und zwischen (18) und (16) eine Koppelkapazität (20) geschaltet wird und zur Stützung der, einen Verbraucher (7) speisenden Ausgangsspannung zwischen den Klemmen (5) und (6) ein Ausgangskondensator oder elektrochemischer Speicher (8) angeordnet wird, wobei die Regelung der Ausgangsspannung in an sich bekannter Weise durch entsprechende Wahl des Verhältnisses von Ein- und Ausschaltzeit des Leistungstransistors (14) erfolgt.
2. Vorrichtung nach Anspruch 1 **dadurch gekennzeichnet**, daß die Induktivität (10) durch eine Durchverbindung und die Schaltverbindung (11) durch eine Induktivität ersetzt wird.
3. Vorrichtung nach Anspruch 1 **dadurch gekennzeichnet**, daß die Induktivität (10) durch eine Durchverbindung und die Schaltverbindung (17) durch eine Induktivität ersetzt wird.
4. Vorrichtung nach Anspruch 1 **dadurch gekennzeichnet**, daß die Induktivität (10) durch eine Durchverbindung und die Schaltverbindung (19) durch eine Induktivität ersetzt wird.
5. Vorrichtung nach Anspruch 1 oder 2 oder 3 oder 4 **dadurch gekennzeichnet**, daß Klemme (3) gegenüber Klemme (2) und Klemme (6) gegenüber Klemme (5) positives Potential aufweist und der Leistungstransistor (14) kollektorseitig mit der Klemme (16) und die Diode (15) anodenseitig mit der Klemme (18) verbunden wird und der Emitter des Leistungstransistors (14) und die Kathode der Diode (15) mit der Klemme (13) verschaltet werden.

Hiezu 1 Blatt Zeichnungen

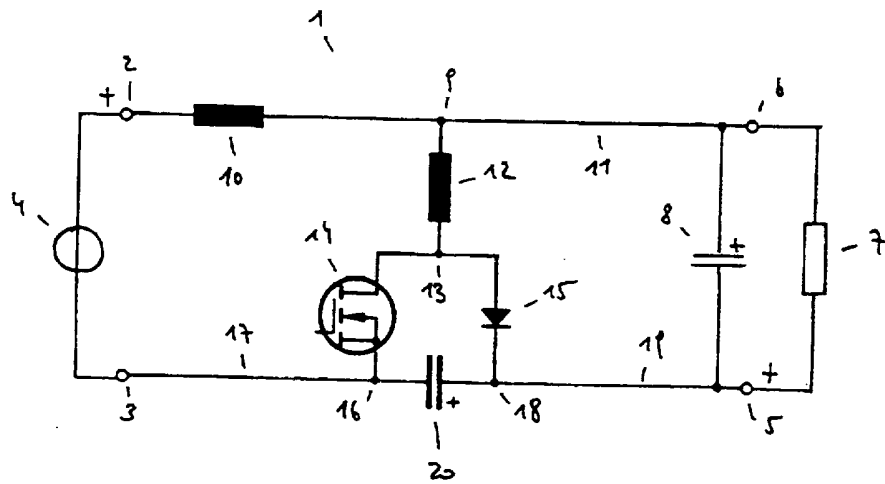


Fig. 1

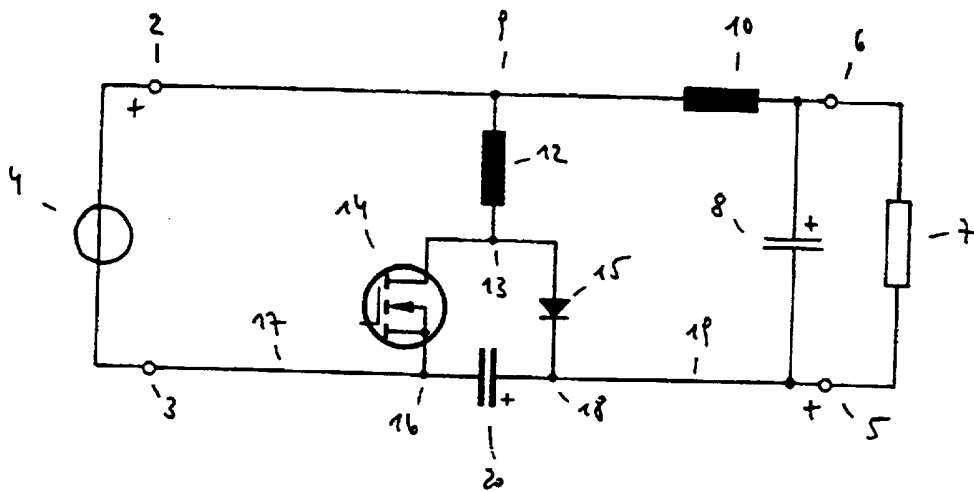


Fig. 2