



**SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT**  
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) **CH**

**698 597 B1**

(51) Int. Cl.: **H01L 41/08** (2006.01)  
**H03K 3/57** (2006.01)

**Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein**

Schweizerisch-lichtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) **PATENTSCHRIFT**

(21) Anmeldenummer: 00512/04

(22) Anmeldedatum: 25.03.2004

(24) Patent erteilt: 15.09.2009

(45) Patentschrift veröffentlicht: 15.09.2009

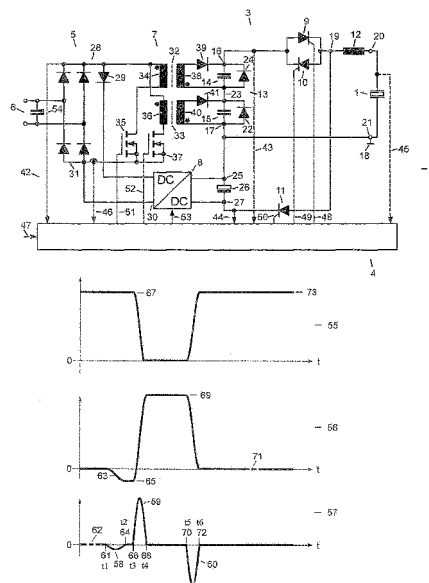
(73) Inhaber:  
ETH Zürich ETH transfer, Rämistrasse 101  
8092 Zürich (CH)

(72) Erfinder:  
Johann W. Kolar, 8044 Zürich (CH)  
Johann Miniböck, 3752 Walkenstein (AU)

(54) **Vorrichtung zur pulsformigen bipolaren Ansteuerung eines Piezo-Aktors hoher Leistung.**

(57) Die Erfindung betrifft eine aus dem Einphasennetz (6) gespeiste Vorrichtung (2) zur Ansteuerung eines Piezo-Aktors (1) hoher Leistung mit rechteckähnlichen Spannungspulsen. Ein Arbeitszyklus des Aktors wird durch Auslösen eines Umladevorgangs (58) in Zeitpunkt (61) über Zünden des Umladethyristors (11) begonnen. Da die Aktorspannung in Zeitpunkt (61) einen Wert (62) nahe Null aufweist, liegt nach Ende des Umladevorgangs (58) ein über die Ausgangsspannung des zweiten DC/DC-Konverters (8) vorgebbarer negativer Spannungswert (65) vor, welcher bis zum Auslösen des Ladevorgangs (59) über Zünden des Ladethyristors (9) in Zeitpunkt (66) verbleibt. Der Ladevorgang (59) führt auf den gewünschten Arbeitsspannungswert (69) der Aktorspannung, der Ausgangskondensator (13) des ersten DC/DC-Konverters (7) wird durch den Ladevorgang (59) entladen. Es folgt ein durch Zünden des Entladethyristors (10) ausgelöster Entladevorgang (60), welcher die Aktorspannung wieder auf einen Wert (71) nahe Null bringt, wobei die Ausgangsspannung des ersten DC/DC-Konverters durch die Schwingung aufgeladen und nachfolgend durch Energienachlieferung aus dem Netz (6) über Sperrwandler (32, 33) wieder auf den ursprünglichen Pegel (67) gebracht wird. Zwischen Beginn (66) des Ladevorgangs (59) und Ende (72) des Entladevorgangs (60) verbleiben die Sperrwandlertransistoren (35, 37) gesperrt. In der übrigen Zeit werden sie hochfrequent und um eine halbe Taktperiode versetzt und mit gleicher über eine Netzperiode konstanter Einschaltzeit getaktet, wobei diskontinuierlicher Betrieb vorliegt

und so eine weitgehend sinusförmige Stromaufnahme aus dem Netz resultiert.



## Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung zur Erzeugung rechteckähnlicher Spannungen mit vorgebbaren Pegeln zur Ansteuerung eines Piezo-Aktors hoher Leistung wie sie im Oberbegriff des Patentanspruches 1 beschrieben ist.

## Stand der Technik

[0002] Gemäss dem Stand der Technik werden zur elektrischen Ansteuerung von Piezo-Aktoren leistungselektronische Schaltungen eingesetzt, wobei die geforderten Spannungsniveaus vielfach durch, über leistungselektronische Schalter gesteuerte Umladevorgänge zwischen einem konstante Spannung aufweisenden elektrischen Speicher, einer Hilfsinduktivität und der Kapazität des Aktors erreicht werden. Wird neben dem positiven Arbeitsspannungsniveau ein negatives Ruhespannungsniveau benötigt, wird ein Lade- und ein Entladeschwingkreis mit getrennten Induktivitäten und getrennten elektronischen Leistungsschaltern vorgesehen.

Eine derartige Vorrichtung ist in der US4 767 959 beschrieben. Hierbei wird durch eine, über einen DC/DC-Konverter realisierte Gleichspannungsquelle eine konstante Spannung erzeugt, welche über eine Hilfsinduktivität und einen Thyristor an den Piezo-Aktor gelegt wird. Der durch Zünden des Thyristors initiierte Umladevorgang lädt die Aktorkapazität auf die gewünschte Arbeitsspannung. Die Entladung des Aktors erfolgt über eine weitere Hilfsinduktivität und einen abschaltbaren elektronischen Schalter, welcher bei Erreichen des Ruhespannungsniveaus abgeschaltet wird. Die in der Hilfsinduktivität verbleibende Energie wird über eine Sekundärwicklung nach dem Sperrwandlerprinzip ausgekoppelt und an den Eingang des DC/DC-Konverters zurückgeführt. Bei Aktoren hoher Leistung ist dieses Konzept nur bedingt einsetzbar, da die Aufladung der grossen Aktor-Kapazität innerhalb eines kurzen Zeitintervalls entsprechend grosse Pulsströme erfordert, welche in einer entsprechenden Strombelastung des Ausgangskondensators des DC/DC-Konverters bzw. in entsprechendem Bauvolumen des Kondensators resultieren. Weiters erfordert eine erhöhte Strombelastbarkeit der abschaltbaren Leistungshalbleiter eine entsprechend erhöhte Chipfläche, welche zu entsprechend höheren Realisierungskosten führt. Insgesamt ist das Konzept also für hohe Aktorleistung insbesondere bei engem Bauraum nicht wirtschaftlich einsetzbar.

## Detaillierte Darstellung der Erfindung

[0003] Aufgabe der Erfindung ist es daher, eine Vorrichtung zu schaffen, welche die Erzeugung eines rechteckähnlichen bipolaren Spannungsverlaufes mit vorgebbarem positivem und negativem Pegel für die Speisung eines Piezo-Aktors hoher Leistung mit minimalem Realisierungsaufwand und Bauvolumen erlaubt, insbesondere also nur eine Hilfsinduktivität und keinen mit grossen Pulsströmen beaufschlagten abschaltbaren elektronischen Schalter beinhaltet.

[0004] Erfindungsgemäss wird dies durch die kennzeichnenden Merkmale des Patentanspruches 1 erreicht, das Verfahren zur Steuerung der Vorrichtung nach Anspruch 1 ist dem Nebenpatentanspruch 2 zu entnehmen.

[0005] Grundgedanke der Erfindung ist, die Kapazität des Ausgangskondensator des DC/DC-Konverters näherungsweise gleich jener des Piezo-Aktors zu wählen und beim Ladevorgang die Kondensatorladung vollständig an den Aktor zu transferieren. Die Arbeitsspannung kann so über die vor dem Umladevorgang am Kondensator stehende Spannung definiert werden, welche über entsprechende Regelung des DC/DC-Konverters festlegbar ist. Innerhalb des vielfach sehr kurzen Intervalls, in dem eine positive Arbeitsspannung am Aktor liegt, wird der Betrieb des DC/DC-Konverters unterbrochen, der Ausgangskondensator verbleibt somit entladen. Um die Spannung am Aktor wieder auf Null zu verringern, wird die in der Aktorkapazität gespeicherte Energie wieder in die Ausgangskapazität zurückgeführt. Soll die Aktorspannung innerhalb eines Teiles des jeweils zwischen zwei Arbeitsintervallen liegenden Ruheintervalles eine negative Spannung aufweisen, wird diese durch einen Umladevorgang gegen ein konstantes negatives, durch einen zweiten DC/DC-Konverter erzeugtes Spannungsniveau gebildet, wobei wieder dieselbe Induktivität wie für Aufladung und Entladung eingesetzt wird. Das negative Spannungsniveau weist vielfach einen im Vergleich zum positiven Spannungsniveau kleinen Wert auf, womit die Umladeströme und damit die Strombeanspruchung des zugehörigen Ausgangskondensators auf entsprechend kleine Werte beschränkt bleiben. Wesentliche Merkmale der erfindungsgemässen Vorrichtung sind damit ein tiefer Wert der Ausgangskapazität und der Einsatz nur einer Hilfsinduktivität, womit eine wirtschaftliche und kompakte Realisierung sichergestellt wird.

Die erfindungsgemässe Vorrichtung wird durch einen, vom positiven Pol des Ausgangskondensators des ersten DC/DC-Konverters (im Weiteren kurz als Ausgangskondensator bezeichnet) in Flussrichtung über eine Hilfsinduktivität gegen die potentialmässig freie Aktorklemme gelegten Ladethyristor gebildet, wobei der Aktor sowie auch die negative Klemme des Ausgangskondensators mit Bezugspotential verbunden sind. Weiters wird eine Vorzeichenumkehr der Ausgangsspannung des ersten DC/DC-Konverters (im Weiteren kurz Ausgangsspannung) durch eine vom Bezugspotential in Flussrichtung gegen die positive Ausgangskondensatorklemme gelegte Schutzdiode unterbunden. Bei geladenem Ausgangskondensator und entladener oder negativ vorgeladener parasitärer Aktorkapazität kann so über Zünden des Ladethyristors die Ladung des Ausgangskondensator in Form einer Halbschwingung an den Aktor transferiert bzw. eine entsprechende Arbeitsspannung über dem Aktor aufgebaut werden. Durch Ausführung der Hilfsinduktivität als Serienschaltung einer linearen und einer nichtlinearen Induktivität kann dabei ein unmittelbarer Stromanstieg im Zündzeitpunkt unterbunden und so die Schaltverlustleistung des Thyristors verringert werden. Um eine Entladung des Aktors vornehmen zu können, wird antiparallel zum Ladethyristor ein Entladethyristor angeordnet, welcher bei Zündung die kapazitiv gespeicherte Energie des Aktors über eine negative Halbschwingung an den Ausgangskondensator zurückführt. Um eine negative Vorspannung

des Aktors vornehmen zu können, wird weiters die Anode eines Umladethyristors mit der Anode des Entladethyristors verbunden und mit der Kathode gegen den negativen Pol des Ausgangskondensators des zweiten DC/DC-Konverters gelegt, welcher mit der positiven Klemme mit Bezugspotential verbunden ist und einen konstanten Spannungswert (Umladespannung) aufweist. Ist der Aktor entladen, wird so (unter Vernachlässigung von Verlusten) durch Zünden des Umladethyristors nach einer Stromhalbschwingung eine negative Aktorspannung in Höhe der zweifachen Umladespannung resultieren.

Wird die Ansteuerschaltung über eine Diodenbrücke aus dem Einphasennetz versorgt, wird die Ausgangsspannung erfindungsgemäss vorteilhaft durch zwei, am Ausgang der Diodenbrücke liegende, vorteilhaft mit konstanter Schaltfrequenz und konstanter Einschaltzeit arbeitende Sperrwandler gebildet, wobei nur am Eingang der Diodenbrücke ein Filterkondensator vorgesehen ist. Die Sperrwandler weisen jeweils eine Primärwicklung auf, deren Anfang mit der positiven Ausgangsklemme der Diodenbrücke verbunden ist. Die Enden der Primärwicklungen sind über abschaltbare elektronische Schalter (Leistungstransistoren) gegen die negative Klemme der Diodenbrücke gelegt. Die Ausgangswicklungen beider Wandler werden in an sich bekannter Weise über eine Ausgangsdiode in Flussrichtung parallel zu, in Serienschaltung die Ausgangskapazität bildenden Kapazitäten gelegt.

Infolge der konstanten relativen Einschaltzeit weist der Primärstrom jedes im diskontinuierlichen Betrieb arbeitenden Sperrwandlers eine netzspannungsproportionale bzw. sinusförmige Einhüllende auf, womit unter Berücksichtigung des, durch die Kapazität am Eingang der Diodenbrücke und die innere Netzinduktivität oder eine ggf. explizit vorgeschaltete Induktivität gebildeten Eingangsfilters eine sinusförmige bzw. netzspannungsproportionale Stromaufnahme resultiert. Eine Verringerung der verbleibenden hochfrequenten Oberschwingungen des Netzstromes kann in an sich bekannter Weise durch um eine halbe Taktperiode versetzte Ansteuerung der Transistoren der Sperrwandler erfolgen. Durch die Serienschaltung der Ausgangskreise der Sperrwandler wird vorteilhaft die Sperrspannungsbelastung der Ausgangsdioden für hohe Arbeitsspannungen des Aktors auf Werte verringert, für die eine breite Wahlmöglichkeit von Bauelementen besteht. Gegebenenfalls ist hierbei auch eine höhere Zahl von Sperrwandlern primärseitig parallel und sekundärseitig in Serie zu schalten. Weiters ist der Einsatz alternativer DC/DC-Konvertertopologien möglich.

Der Eingangskreis des die konstante Umladespannung sicherstellenden zweiten DC/DC-Konverters wird erfindungsgemäss über eine, von der positiven Klemme der Diodenbrücke abzweigende Diode mit Spannung versorgt, wobei die negative Eingangsklemme des zweiten DC/DC-Konverters direkt mit der negativen Klemme der Eingangsdiodenbrücke verbunden ist. So kann die dem Betrag der sinusförmigen Netzspannung folgende Ausgangsspannung der Diodenbrücke zur Nachladung des einen weitgehend konstanten Wert aufweisen Spannung des Eingangskondensators des zweiten DC/DC-Konverters herangezogen werden.

**[0006]** Ein erfindungsgemässes Verfahren zur Steuerung der Vorrichtung nach Anspruch 1 beschreibt der Nebenpatentanspruch 2. Um den Aktor auf Arbeitsspannung zu bringen, ihn anschliessend zu entladen und darauffolgend, vor dem erneuten Anlegen einer Arbeitsspannung eine negative Vorspannung anzulegen, wird in einem ersten Schritt der Ladethyristor gezündet und nach Ende der resultierenden Stromhalbschwingung jedenfalls die Schonzeit des Ladethyristors abgewartet und dann je nach vorgegebener Breite des Arbeitsspannungsintervalls der Entladethyristor gezündet. Die Zündung des Umladethyristors erfolgt dann frühestens nach Ende der resultierenden Entlade-Stromhalbschwingung, vorteilhaft jedoch erst kurz vor dem erneuten Anlegen einer Arbeitsspannung, also kurz vor dem Zündzeitpunkt des Ladethyristors, wobei der zeitliche Abstand zwischen dem Ende der Umladestromschwingung und dem Zünden des Ladethyristors in jedem Fall grösser als die Schonzeit des Umladethyristors gewählt wird.

Der Wert der Arbeitsspannung wird dabei über die Spannung des Ladekondensators vor dem Zünden des Ladethyristors bestimmt, welche über entsprechende Wahl des Tastverhältnisses des DC/DC-Konverters so eingestellt wird, dass bei Transfer der Energie des Ladekondensators an den Aktor unter Berücksichtigung von Verlusten die gewünschte Arbeitsspannung resultiert, wobei der Betrieb des DC/DC-Konverters mit dem Zünden des Ladethyristors unterbrochen und nach Ende der Entladestromschwingung wieder fortgesetzt wird. Es wird dann vorerst eine strombegrenzte Nachladung der Ausgangskapazität und schliesslich eine Spannungsregelung vorliegen. Analog wird die Umladespannung durch den zweiten DC/DC-Konverter so eingestellt, dass nach Ende des Umladevorgangs die gewünscht negative Vorspannung des Aktors resultiert.

Wird der DC/DC-Konverter durch zwei primärseitig parallel geschaltete, über eine Diodenbrücke aus dem Einphasennetz gespeiste, im diskontinuierlichen Betrieb arbeitende Sperrwandler realisiert, werden diese vorteilhaft um eine halbe Taktperiode phasenversetzt und mit gleicher, über eine Netzperiode konstanter Einschaltzeit betrieben, womit einfach schaltfrequente Oberschwingungen der Eingangsströme weitgehend eliminiert und damit der Filteraufwand zur Verminderung hochfrequenter Netzrückwirkungen verringert wird.

## Aufzählung der Zeichnungen

**[0007]** Die Erfindung wird im Weiteren anhand von Zeichnungen näher erläutert.

In Fig. 1 ist die Vorrichtung nach Patentanspruch 1 zur rechteckförmigen Ansteuerung eines Piezo-Aktors hoher Leistung mit vorgebbarem positivem Arbeitsspannungsniveau und vorgebbarer negativer Vorspannung vor erneutem Anlegen einer Arbeitsspannung gezeigt.

Fig. 2 zeigt den Verlauf charakteristischer Spannungen und Ströme bei Betrieb der Vorrichtung nach Fig. 1 gemäss Nebenpatentanspruch 2.

## Ausführung der Erfindung

**[0008]** In Fig. 1 wird ein Piezo-Aktor 1 über eine Vorrichtung 2, gebildet aus dem erfindungsgemässen Leistungsteil 3 und einen Steuerteil 4 über eine Diodenbrücke 5 aus dem Einphasennetz 6 gespeist. Der Leistungsteil 3 weist einen ersten potentialgetrennten DC/DC-Konverter 7, einen zweiten DC/DC-Konverter 8, einen Ladethyristor 9, einen Entladethyristor 10, einen Umladethyristor 11 und eine Hilfsinduktivität 12 auf. Die Ausgangsspannung des ersten DC/DC-Konverters 7 wird durch eine Serienschaltung 13 von zwei Kondensatoren 14 und 15 gestützt, wobei die positive Klemme 16 von Kondensator 14 die positiven Ausgangsspannungsklemme und die negative Klemme 17 von Kondensator 15 die negative Ausgangsspannungsklemme des ersten DC/DC-Konverters 7, welche mit Bezugspotential 18 verbunden ist, bildet. Der Ladethyristor 9 ist in Flussrichtung ausgehend von der positiven Ausgangsspannungsklemme an eine erste Klemme 19 der Hilfsinduktivität 12 gelegt, deren zweites Ende an die Klemme 20 des mit der zweiten Klemme 21 an Bezugspotential 19 liegenden Aktors 1 geführt ist. Weiters ist eine Schutzdiode 22 von der negativen Klemme 17 des ersten DC/DC-Konverters 7 ausgehend in Flussrichtung gegen die gemeinsame Klemme 23 der Ausgangskondensatoren 14 und 15 gelegt und eine weitere Schutzdiode 24 von dieser gemeinsamen Klemme 23 in Flussrichtung gegen die positive Ausgangsspannungsklemme 16 des ersten DC/DC-Konverters 7 angeordnet um eine Polaritätsumkehr der Ausgangsspannung zu unterbinden. Weiters ist die positive Klemme 25 des, eine konstante Spannung aufweisenden Ausgangskondensators 26 des zweiten DC/DC-Konverters 8 mit Bezugspotential 18 verbunden und von der ersten Klemme 19 der Hilfsinduktivität 12 ausgehend der Umladethyristor 11 in Flussrichtung gegen die negative Klemme 27 des Ausgangskondensators 26 geschaltet. Eingangsseitig wird der zweite DC/DC-Konverter 8 ausgehend von der positiven Ausgangsspannungsschiene 28 der Diodenbrücke 5 über eine Diode 29 in Flussrichtung gespeist, wobei die negative Eingangsklemme 30 des DC/DC-Konverters 8 direkt an die negative Ausgangsspannungsschiene 31 der Diodenbrücke 5 gelegt ist.

Der erste DC/DC-Konverter 7 wird durch zwei an sich bekannte, primärseitig zwischen der positiven Ausgangsspannungsschiene 28 und der negativen Ausgangsspannungsschiene 31 der Diodenbrücke 5 liegende, also eingangsseitig parallel geschaltete Einschalter-Sperrwandler 32 und 33 gebildet, wobei der Eingangskreis des Sperrwandlers 32 durch die Serienschaltung einer Primärwicklung 34 und eines Leistungstransistors 35 und der Eingangskreis des Sperrwandlers 33 durch die Serienschaltung einer Primärwicklung 36 und eines Leistungstransistors 37 gebildet wird, und die mit Primärwicklung 34 magnetisch gekoppelte Sekundärwicklung 38 von Sperrwandler 32 über eine Ausgangsdiode 39 die Ausgangskapazität 14 und die mit Primärwicklung 36 magnetisch gekoppelte Sekundärwicklung 40 von Sperrwandler 33 über eine Ausgangsdiode 41 die Ausgangskapazität 15 speist, womit eine ausgangsseitige Serienschaltung, d.h. Addition der Spannungen beider Sperrwandler 32 und 33 vorliegt.

Die Vorrichtung 2 wird durch eine Signalelektronik 4 gesteuert, welcher über Signalleitungen 42, 43, 44, 45 die Messwerte der Ausgangsspannung von Diodenbrücke 5, der Ausgangsspannung des ersten DC/DC-Konverters 7, der Ausgangsspannung des zweiten DC/DC-Konverters 8 und der über dem Aktor 1 auftretenden Spannung zugeführt werden. Weiters wird der Signalelektronik 4 über eine Signalleitung 46 der Messwert des vom ersten DC/DC-Konverter 7 aufgenommenen Teils des Ausgangsstromes der Diodenbrücke 5 zugeführt.

Das Niveau der positiven Arbeitsspannung und der negativen Vorspannung des Aktors wird über einen Eingang 47 der Signalelektronik 4 durch eine übergeordnete Steuerung definiert, wobei u.a. die Dauer des Arbeitsspannungsintervalls, der Wiederholfrequenz der Arbeitsspannungspulse und der Dauer der negativen Vorspannung vor einem Arbeitsspannungsimpuls vorgegeben wird. Entsprechend werden durch die Signalelektronik 4 die Lade-, Entlade-, und Umladepulse über Ansteuerleitungen 48, 49, 50 an die Thyristoren 9,10,11 übertragen. Die Steuerung der Leistungstransistoren 35 und 37 des ersten DC/DC-Konverters 7 erfolgt ebenfalls ausgehend von der Steuerelektronik 4 über Ansteuerleitungen 51 und 52 derart, dass vor Zünden des Ladethyristors 9 eine Ausgangsspannung so vorliegt, dass die Spannung des Aktors 1 am Ende des Umladevorgangs den gewünschten Arbeitsspannungswert erreicht. Weiters wird von der Signalelektronik 4 ausgehend über eine Steuerleitung 53 an den zweiten DC/DC-Konverter 8 dessen Ausgangsspannungswert so eingestellt, dass am Ende des Umladeintervalles die gewünschte negative Vorspannung des Aktors vorliegt. Weiters erfolgt ausgehend von Signalelektronik 4 die Ansteuerung der Leistungstransistoren 35 und 37 des ersten DC/DC-Konverters 7 so, dass beide Transistoren in an sich bekannter Weise um eine halbe Taktperiode versetzt gesteuert werden und das Wiedereinschalten eines Transistors 35 oder 37 erst dann erfolgt, wenn der Strom in der zugeordneten Trafosekundärwicklung 38 oder 40 auf Null abgebaut wurde (diskontinuierlicher Betrieb), wobei die Transistoren vom Beginn des Ladevorgangs bis zum Ende des Entladevorgangs gesperrt verbleiben oder alternativ kontinuierlich getaktet werden, wobei jedoch die Ansteuerimpulse der Transistoren 35 und 37 dann verkürzt werden, wenn der Wert des Eingangstromes 46 des ersten DC/DC-Konverters 7 einen vorgegebenen Grenzwert überschreitet.

**[0009]** Die zwischen den Eingängen der Diodenbrücke 5 angeordnete Filterkapazität 54 bildet mit der inneren Impedanz des speisenden Einphasennetzes ein Tiefpassfilter, welches durch weitere Filterkomponenten ergänzt werden kann, um die hochfrequenten Oberschwingungen des Eingangstromes des ersten DC/DC-Konverters 7 im Netzstrom zu unterdrücken, sodass eine weitgehend sinusförmige Stromaufnahme der Vorrichtung 2 resultiert.

**[0010]** In Fig. 2 sind der Zeitverlauf 55 der über der Serienschaltung 13 der Ausgangskondensatoren 14 und 15 gegenüber Bezugspotential 18 gemessenen Ausgangsspannung des ersten DC/DC-Konverters 7, der zugehörige Zeitverlauf 56 der Spannung über dem Aktor 1, gemessen von Aktorklemme 20 nach Bezugspotential 18, und der Zeitverlauf des Stromes in der Hilfsinduktivität 12 mit positiver Zählung in Flussrichtung des Ladethyristors 9 für einen Arbeitszyklus des Aktors 1 gezeigt, wobei die Lage der horizontalen Zeitachse jeweils den Wert Null der jeweils vertikal aufgetragenen Grösse angibt.

Der Arbeitszyklus wird, wie im Verlauf 57 des Stromes in der Hilfsinduktivität klar erkennbar, durch einen Umladevorgang 58, einen darauffolgenden Ladevorgang 59 und einen abschliessenden Entladevorgang 60 gebildet. Vor Auslösen des Umladevorgangs 58 durch Zünden des Umladethyristors 11 in Zeitpunkt 61 weist die Spannung über dem Aktor 1 einen Wert 62 nahe Null auf. Das Niveau 63 der die Umladung treibenden Ausgangsspannung des zweiten DC/DC-Konverters 8 wird nun so gewählt, dass nach Ende des Umladevorgangs 58 in Zeitpunkt 64 die Aktorspannung den gewünschten negativen Wert 65 aufweist, welcher bis zum Auslösen des Ladevorgangs 59 über Zünden des Ladethyristors 9 in Zeitpunkt 66 bestehen bleibt. Der Ladevorgang wird durch die im Zündzeitpunkt 66 vorliegende Ausgangsspannung 67 des ersten DC/DC-Konverters 7 getrieben, welche so gewählt wird, dass die Aktorspannung nach Ende des Ladevorganges 59 in Zeitpunkt 68 den gewünschten Wert 69 der Arbeitsspannung erreicht. Vorteilhaft wird dabei die Kapazität der Serienschaltung 13 der Ausgangskondensatoren 14 und 15 des ersten DC/DC-Konverters 7 so gewählt, dass beide Ausgangskondensatoren 14 und 15 in Zeitpunkt 68 vollständig entladen sind. Die Arbeitsspannung des Aktors 1 wird darauffolgend durch einen Entladevorgang 60, ausgelöst in Zeitpunkt 70 durch Zünden des Entladethyristors 10 wieder auf einen Wert 71 nahe Null verringert, wobei dieser Wert 71 in Zeitpunkt 72, dem Ende des Entladevorgangs 60 erreicht ist. Die Serienschaltung 13 der Ausgangskondensatoren 14 und 15 des ersten DC/DC-Konverters 7 wird dabei auf einen Wert 73 gebracht, welcher durch entsprechende Regelung des ersten DC/DC-Konverters 7 bis zur Auslösung des nächsten Ladevorgangs wieder auf den ursprünglichen Pegel 67 angehoben wird. Da zwischen Beginn 66 des Ladevorgangs 59 und Ende 72 des Entladevorgangs aufgrund der fehlenden Ausgangsspannung des ersten DC/DC-Konverters keine Entmagnetisierung der Sekundärwicklungen 38 und 40 der Sperrwandler 32 und 33 des ersten DC/DC-Konverters 7 möglich ist, verbleiben innerhalb dieses Zeitintervalles die Leistungstransistoren 35 und 36 der Sperrwandler 32 und 33 gesperrt. Die Einstellung der konstanten, die Umladung bestimmenden Ausgangsspannung 63 erfolgt über entsprechende Sollwertvorgabe 53 des zweiten DC/DC-Konverters 8. Die Transistoren 35 und 37 der Sperrwandler 32 und 33 werden in an sich bekannter Weise hochfrequent und um eine halbe Taktperiode versetzt und mit gleicher, über eine Netzperiode konstanter relativer Einschaltzeit getaktet, wobei die Taktfrequenz einen konstanten Wert aufweist und so gewählt wird, dass der Abbau des Stromes in den Sekundärwicklungen 38 und 40 vor Wiedereinschalten der Transistoren 35 und 37 abgeschlossen ist, wobei transient eine Überwachung des Gesamteingangsstromes 46 beider Sperrwandler eine Verkürzung von Ansteuerimpulsen der Transistoren 35 und 37 vornehmen kann um die Überschreitung eines maximal zulässigen Stromwertes zu vermeiden. Der pulsfrequent phasenversetzte Betrieb der Sperrwandler 32 und 33 resultiert in Verbindung mit der konstanten relativen Einschaltzeit der Transistoren 35 und 37 in einer weitgehend kontinuierlichen Stromaufnahme, wodurch der Filteraufwand zur Vermeidung hochfrequenter Komponenten des dem Netz entnommenen Stromes verringert wird.

## Patentansprüche

1. Vorrichtung (2) zur Erzeugung einer rechteckähnlichen Spannung (56) über einem Piezo-Aktor (1) hoher Leistung mit vorgebbaren Pegeln (65, 69) der negativen Vorspannung und der positiven Arbeitsspannung, welche drei Thyristoren (9,10,11), eine Hilfsinduktivität (12), eine Einphasendiodenbrücke (5), mindestens zwei Sperrwandler (32, 33) und mindestens einen DC/DC-Konverter (8) aufweist, dadurch gekennzeichnet, dass das Einphasennetz (6) den Leistungsteil (3) der Vorrichtung (2) über eine Diodenbrücke (5) speist, und einen ersten potentialgetrennten DC/DC-Konverter (7), einen zweiten potentialgetrennten DC/DC-Konverter (8), einen Ladethyristor (9), einen Entladethyristor (10), einen Umladethyristor (11) und eine Hilfsinduktivität (12) aufweist, wobei eine Serienschaltung (13) von zwei Kondensatoren (14, 15) die Ausgangsspannung des ersten DC/DC-Konverters (7) stützt, und die positive Klemme (16) des ersten Kondensators (14) der zwei Kondensatoren die positive Ausgangsspannungsklemme und die negative Klemme (17) des zweiten Kondensators (15) der zwei Kondensatoren die negative Ausgangsspannungsklemme des ersten DC/DC-Konverters (7) bildet, welche mit Bezugspotential (18) verbunden ist, und der Ladethyristor (9) in Flussrichtung von der positiven Ausgangsspannungsklemme des ersten Kondensators (16) abzweigend an eine erste Klemme (19) an einem ersten Ende der Hilfsinduktivität (12) gelegt ist, deren zweites Ende an die erste Klemme (20) des mit der zweiten Klemme (21) an Bezugspotential (18) liegenden Aktors (1) geführt ist, und weiters eine Schutzdiode (22) von der negativen Klemme (17) des ersten DC/DC-Konverters (7) ausgehend in Flussrichtung gegen die gemeinsame Klemme (23) der zwei Kondensatoren (14, 15) gelegt und eine weitere Schutzdiode (24) von dieser gemeinsamen Klemme (23) in Flussrichtung gegen die positive Ausgangsspannungsklemme (16) des ersten DC/DC-Konverters (7) angeordnet ist, und die positive Klemme (25) des eine konstante Spannung aufweisenden Ausgangskondensators (26) des zweiten DC/DC-Konverters (8) mit Bezugspotential (18) verbunden und von der ersten Klemme (19) der Hilfsinduktivität (12) ausgehend der Umladethyristor (11) in Flussrichtung gegen die negative Klemme (27) des Ausgangskondensators (26) des zweiten DC/DC-Konverters (8) geschaltet ist und einseitig die positive Ausgangsspannungsschiene (28) der Diodenbrücke (5) über eine Diode (29) in Flussrichtung den zweiten DC/DC-Konverter (8) speist, wobei die negative Eingangsklemme (30) des zweiten DC/DC-Konverters (8) direkt an die negative Ausgangsspannungsschiene (31) der Diodenbrücke (5) gelegt ist, wobei zwei primärseitig zwischen der positiven Ausgangsspannungsschiene (28) und der negativen Ausgangsspannungsschiene (31) der Diodenbrücke (5) liegende, also einseitig parallel geschaltete Einschalter-Sperrwandler (32, 33) den ersten DC/DC-Konverter (7) bilden, die Serienschaltung einer Primärwicklung (34) und eines Leistungstransistors (35) den Eingangskreis des ersten Sperrwandlers (32) und die Serienschaltung einer Primärwicklung (36) und eines Leistungstransistors (37) den Eingangskreis des zweiten Sperrwandlers (33) bilden, und die mit Primärwicklung (34) magnetisch gekoppelte Sekundärwicklung (38) vom ersten Sperrwandler (32) über eine Ausgangsdiode (39) die erste Ausgangskapazität (14)

und die mit Primärwicklung (36) magnetisch gekoppelte Sekundärwicklung (40) vom zweiten Sperrwandler (33) über eine Ausgangsdiode (41) den zweiten Kondensator (15) speist, wobei eine Serienschaltung (13) der zwei Kondensatoren (14, 15), also eine ausgangsseitige Serienschaltung beider Sperrwandler (32, 33) vorliegt, ferner eine Signalelektronik (4) die Vorrichtung (2) steuert, wobei die Signalleitungen (42, 43, 44, 45) die Messwerte der Ausgangsspannung von Diodenbrücke (5), der Ausgangsspannung des ersten DC/DC-Konverters (7), der Ausgangsspannung des zweiten DC/DC-Konverters (8) und der über dem Aktor (1) auftretenden Spannung an die Signalelektronik (4) führen und weiters eine Signalleitung (46) den Messwert des vom ersten DC/DC-Konverter (7) aufgenommenen Teils des Ausgangsstromes der Diodenbrücke (5) ebenfalls an die Signalelektronik (4) führt, ferner die Aktoransteuerung über einen Eingang (47) der Signalelektronik (4) definiert ist, und entsprechend die Signalelektronik (4) über Ansteuerleitungen (48, 49, 50) die Thyristoren (9,10,11) ansteuert, wobei die Steuerung der Leistungstransistoren (35, 37) des ersten DC/DC-Konverters (7) ebenfalls ausgehend von der Signalelektronik (4) über Ansteuerleitungen (51, 52) erfolgt und ebenso eine Steuerleitung (53) an den Ausgangsspannungssollwerteingang des zweiten DC/DC-Konverters (8) führt, weiters zwischen den Eingängen der Diodenbrücke (5) eine Filterkapazität (54) angeordnet ist und schliesslich die Kapazität der Serienschaltung (13) der zwei Ausgangskondensatoren (14, 15) des ersten DC/DC-Konverters (7) gleich der Ersatzkapazität des Aktors (1) ist.

2. Verfahren zur Steuerung der Vorrichtung (2) nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Arbeitszyklus des Piezo-Aktors (1) durch einen Umladevorgang (58), einen darauffolgenden Ladevorgang (59) und einen abschliessenden Entladevorgang (60) gebildet wird, wobei vor Auslösen des Umladevorgangs (58) in Zeitpunkt t1 (61) durch Zünden des Umladethyristors (11) die Spannung über dem Aktor (1) einen Wert (62) nahe Null aufweist und das Niveau (63) der die Umladung treibenden Ausgangsspannung des zweiten DC/DC-Konverters (8) so gewählt wird, dass nach Ende des Umladevorganges (58) in Zeitpunkt t2 (64) die Aktorspannung den gewünschten negativen Wert (65) aufweist, wobei, um den Betrag des Wertes (65) zu erhöhen oder zu verringern, der Betrag der Ausgangsspannung des zweiten DC/DC-Konverters erhöht oder verringert wird und die negative Vorspannung des Aktors (1) bis zum Auslösen des Ladevorgangs (59) über Zünden des Ladethyristors (9) in Zeitpunkt t3 (66) bestehen bleibt und die im Zündzeitpunkt t3 (66) vorliegende Ausgangsspannung (67) des ersten DC/DC-Konverters (7) so gewählt wird, dass die Spannung am Aktor (1) nach Ende des Ladevorganges (59) in Zeitpunkt t4 (68) den gewünschten Wert (69) der Arbeitsspannung erreicht, wobei, um einen höheren oder tieferen Wert (69) der Arbeitsspannung einzustellen, der Wert (67) der Ausgangsspannung des ersten DC/DC-Konverters (7) erhöht oder verringert wird und die Arbeitsspannung des Aktors (1) darauffolgend durch einen Entladevorgang (60), ausgelöst in Zeitpunkt t5 (70) durch Zünden des Entladethyristors (10) wieder auf einen Wert (71) nahe Null verringert wird, welcher in Zeitpunkt t6 (72) am Ende des Entladevorgangs (60) erreicht ist, wobei die Serienschaltung (13) der zwei Ausgangskondensatoren (14, 15) des ersten DC/DC-Konverters (7) dabei wieder auf einen Wert (73) gebracht wird, welcher durch entsprechende Regelung des ersten DC/DC-Konverters (7) bis zur Auslösung des nächsten Ladevorgangs (59) wieder auf den ursprünglichen Pegel (67) angehoben wird, wobei zwischen Beginn, also Zeitpunkt t3 (66), des Ladevorgangs (59) und Ende (72) des Entladevorgangs (60) die Leistungstransistoren (35, 37) der Sperrwandler (32, 33) gesperrt verbleiben und die Leistungstransistoren (35, 37) sonst hochfrequent und um eine halbe Taktperiode versetzt und mit gleicher, über eine Netzperiode konstanter relativer Einschaltzeit getaktet werden, wobei die Taktfrequenz einen konstanten Wert aufweist und so gewählt wird, dass der Abbau des Stromes in den Sekundärwicklungen (38, 40) vor Wiedereinschalten der zugehörigen Leistungstransistoren (35, 37) abgeschlossen ist, wobei transient eine Überwachung (46) des Gesamteingangsstromes beider Sperrwandler (32, 33) eine Verkürzung von Ansteuerimpulsen der Leistungstransistoren (35, 37) vornimmt, wenn ein maximal zulässiger Transistorstrompegel überschritten wird.

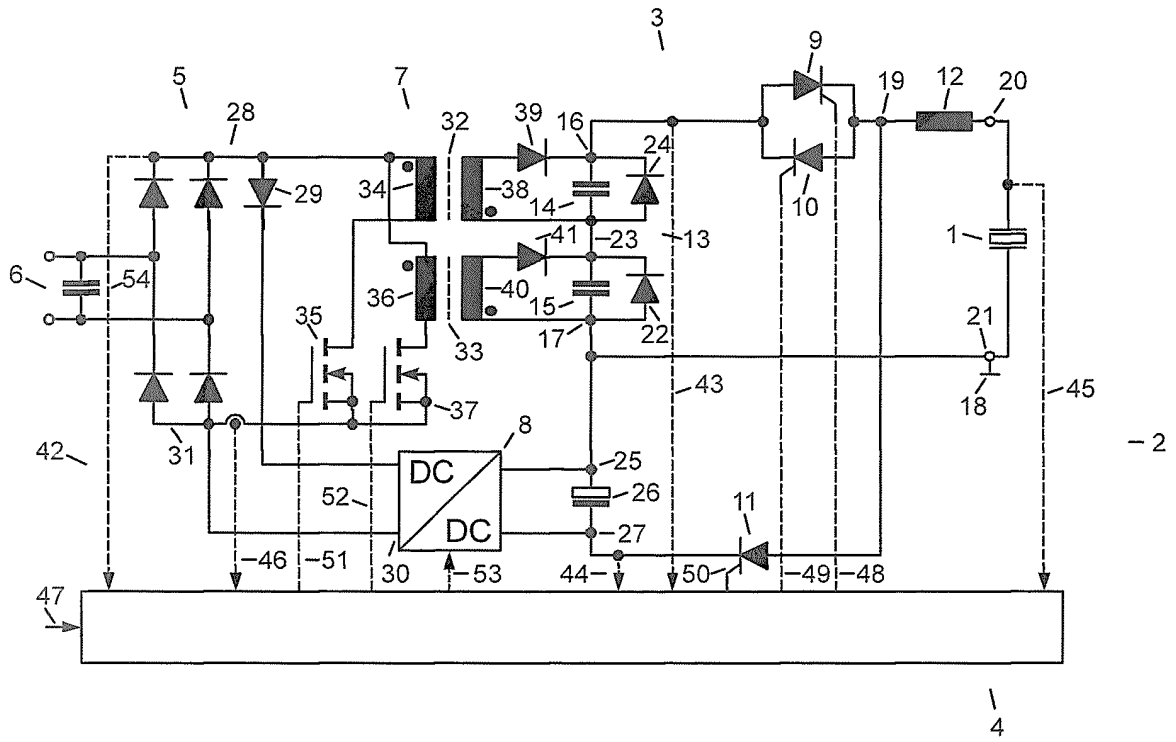


Fig. 1

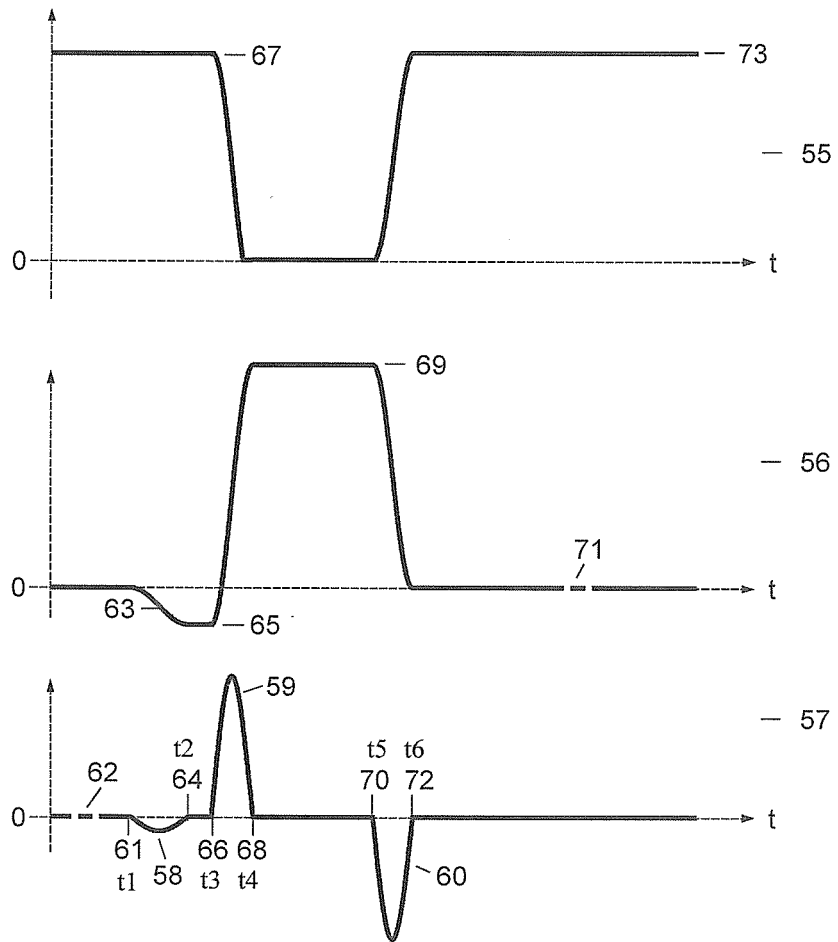


Fig. 2