

(12)

## Patentschrift

(21) Anmeldenummer: A 190/2018  
(22) Anmeldetag: 02.07.2018  
(45) Veröffentlicht am: 15.07.2023

(51) Int. Cl.: **H02M 3/158** (2006.01)  
**G05F 1/56** (2006.01)  
**G05F 3/24** (2006.01)

(56) Entgegenhaltungen:  
JP 2011055612 A  
CN 106487232 A  
CN 101662209 A  
EP 2782235 A1  
JP S6192162 A

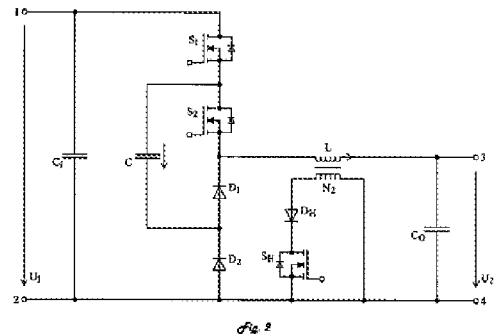
(73) Patentinhaber:  
Fachhochschule Technikum Wien  
1200 Wien (AT)

(72) Erfinder:  
Himmelstoss Felix Dipl.Ing. Dr.  
2351 Wiener Neudorf (AT)  
Jungmayer Michael BSc  
1220 Wien (AT)

(74) Vertreter:  
Himmelstoss Felix Dipl.Ing. Dr.  
1200 Wien (AT)

### (54) Tiefsetzsteller mit geringen Schaltverlusten

(57) Die Erfindung betrifft eine Tiefsetzsteller, bestehend aus einer ersten positiven (1) und einer ersten negativen (2) Klemme, zwischen denen die erste Spannung ( $U_1$ ) und einer zweiten positiven (3) und einer zweiten negativen (4) Klemme, zwischen denen die zweite Spannung ( $U_2$ ) oder die Last angeschlossen ist, einem ersten ( $S_1$ ) und einem zweiten ( $S_2$ ) aktiven Schalter, einer ersten ( $D_1$ ) und einer zweiten ( $D_2$ ) Diode, einem Resonanzkondensator (C) und einer Resonanzspule (L). Diese wird mit einer weiteren magnetisch gekoppelten Wicklung (N), die beim Ausschalten der Dioden ( $D_1$ ,  $D_2$ ) mittels der Serienschaltung einer weiteren Diode ( $D_H$ ) und eines aktiven Schalters ( $S_H$ ) mit Masse verbunden wird und so die entstehende parasitäre Schwingung unterdrückt. Vor Einschalten eines Hauptschalters ( $S_1$ ,  $S_2$ ) wird der weitere Schalter ( $S_H$ ) wieder abgeschaltet.



## Beschreibung

### TIEFSETZSTELLER MIT GERINGEN SCHALTVERLUSTEN

**[0001]** Die Erfindung betrifft einen Tiefsetzsteller, bestehend aus einer ersten positiven (1) und einer ersten negativen (2) Klemme, zwischen denen die erste Spannung ( $U_1$ ) und einer zweiten positiven (3) und einer zweiten negativen (4) Klemme, zwischen denen die zweite Spannung ( $U_2$ ) oder die Last angeschlossen ist, einem ersten ( $S_1$ ) und einem zweiten ( $S_2$ ) aktiven Schalter, einer ersten ( $D_1$ ) und einer zweiten ( $D_2$ ) Diode, einem Resonanzkondensator (C) und einer Resonanzspule (L), wobei an die erste positive (1) Klemme der positive Anschluss des ersten strombidirektionalen Schalters ( $S_1$ ) geschaltet ist, an den negativen Anschluss des ersten strombidirektionalen Schalters ( $S_1$ ) der positive Anschluss des zweiten strombidirektionalen Schalters ( $S_2$ ) und ein Anschluss des Resonanzkondensators (C) geschaltet sind, an den negativen Anschluss des zweiten strombidirektionalen Schalters ( $S_2$ ) die Kathode der ersten Diode ( $D_1$ ) und ein Anschluss der Resonanzspule (L) geschaltet sind, der zweite Anschluss der Resonanzspule (L) an die zweite positive (3) Klemme geschaltet ist, an die Anode der ersten Diode ( $D_1$ ) die Kathode der zweiten Diode ( $D_2$ ) und der zweite Anschluss des Resonanzkondensators (C) geschaltet sind, an die Anode der zweiten Diode ( $D_2$ ) die erste (2) und die zweite (4) negative Klemme geschaltet sind.

**[0002]** Die Schaltung schaut auf den ersten Blick wie ein „flying capacitor three level converter“ aus, unterscheidet sich jedoch bei der näheren Betrachtung. Es gibt nur eine Eingangsspannung ( $U_1$ ), nicht zwei zur Masse symmetrische, und die beiden unteren Transistoren sind durch Dioden ( $D_1$ ,  $D_2$ ) ersetzt, dadurch vereinfacht sich die Ansteuerung. Weiters ist der „fliegende Kondensator“ bei der gegenständlichen Schaltung ein kleiner Resonanzkondensator (C) (nicht ein großer, bei dem die Spannung sich innerhalb einer Konvertertaktperiode praktisch nicht ändert), der zusammen mit der Resonanzspule (L) einen Resonanzkreis bildet.

#### ZUM STAND DER TECHNIK:

**[0003]** JP2011055612 (MITSUBISHIELECTRIC CORP) zeigt einen Hochsetzer (Fig. 1) und einen Tiefsetzer (Fig. 9), die topologisch ident mit der gegenständlichen Erfindung sind. Die Betriebsweise ist jedoch anders. Der Strom in der Spule ist trapezförmig. Die Schaltung wird nicht resonant betrieben, daher kommt es auch zu höheren Schaltverlusten.

**[0004]** CN 106487232 A (UNIV HOHAI CHANGZHOU) zeigt in Fig. 1 eine Topologie, die ident mit der gegenständlichen Erfindung ist. In Fig. 2 wird daraus ein „neutral point clamped“ Dreistufenkonverter mit einer zusätzlichen Halbbrücke entwickelt. Ziel dabei ist die Schaltung so zu betreiben, dass ein Schalten bei Spannung null möglich wird. Der Unterschied zu gegenständlichen Erfindung ist also wieder die Betriebsart, es erfolgt kein Schalten bei Strom null, sondern bei Spannung null.

**[0005]** CN 101662209 A (UNIV FUZHOU) zeigt einen Tiefsetzsteller, der durch eine Resonanzschaltung, bestehend aus zwei Resonanzkondensatoren, einer Resonanzspule, einen Hilfstransistor und drei Dioden, erweitert ist. Topologisch und funktionsmäßig unterscheidet sich die Schaltung deutlich von der gegenständlichen Erfindung.

**[0006]** EP 2782235 A1 (MITSUBISHI ELEC R&D CT Europe, MITSUBISHIELECTRIC CORP) zeigt eine interessante Ausschaltentlastung für einen Hochsetzer kann aber auch in anderen Strukturen verwendet werden. In Fig. 1e wird sie bei einem neutral point clamped Dreistufenkonverter angewendet. Topologisch und funktionsmäßig unterscheidet sich die Schaltung deutlich von der gegenständlichen Erfindung.

**[0007]** JP S6192162 A (SHARP KK, IREI JUICHI) zeigt sowohl einen Hochsetzsteller (Fig. 1) wie auch einen Tiefsetzsteller (Fig. 17) mit identer Topologie zur gegenständlichen Erfindung. Erweiterungen des Hochsetzstellers sind angeführt. Ziel ist dabei die Verdopplung der Eingangsspannung. Aus der Fig. 2, die die Funktionsweise (die Moden) des Hochsetzstellers zeigt, kann man die Betriebsweise erkennen, die analog zu der für den Tiefsetzer der gegenständlichen Erfindung

erfolgt.

**[0008]** Zusammenfassend muss man sagen, dass die Grundschialtung aus der Patentliteratur zu entnehmen ist. Will man die Schaltung zum Stellen der Spannung verwenden und nicht nur die Spannung verdoppeln (bei einem Hochsetzsteller) oder halbieren (bei einem Tiefsetzsteller), so sind Pausen zwischen den Schaltmoden einzuhalten. Dadurch arbeitet der Konverter im diskontinuierlichen Betrieb und es entstehen, wenn die Dioden abschalten, Schwingungen an den Schaltelementen verursacht durch die parasitären Schalterkapazitäten in Zusammenspiel mit der Resonanzspule. Hier setzt nun die gegenständliche Erfindung ein und beschränkt sich auf eine Erweiterung des ZCS (zero current switching) Tiefsetzstellers zur Vermeidung dieser Schwingungen.

**[0009]** Die Figuren zeigen den grundsätzlichen Aufbau des Konverters, beispielhaft gezeichnet mit selbstsperrenden n-Kanal MOSFETs. Natürlich können auch andere aktive Halbleiterschalter stattdessen verwendet werden, wie z.B. IGBTs.

**[0010]** Fig. 1 zeigt die Grundschialtung,

**[0011]** Fig. 2 eine Erweiterung zur Vermeidung von parasitären Schwingungen mit einem Hilfsschalter,

**[0012]** Fig. 3 eine Erweiterung zur Vermeidung von parasitären Schwingungen mit zwei Hilfsschaltern und

**[0013]** Fig. 4 beispielhaft einen Ausschnitt einer Schaltung zur Detektion eines parasitären Schwingungsbeginns.

**[0014]** Fig. 5 und Fig. 6 zeigen die Möglichkeit der Veränderung der Resonanzfrequenz durch Parallelschialtung einer weiteren Spule ( $L_2$ ).

**[0015]** Fig. 1 zeigt den Aufbau des Tiefsetzstellers. Zwischen den Klemmen (1) und (2) wird die Eingangsspannung ( $U_1$ ) angeschlossen. Der Kondensator ( $C_1$ ) dient dazu, die Induktivität der Zuleitung zu kompensieren und die Eingangsspannung ( $U_1$ ) beim Schalten zu einer nahezu idealen Spannungsquelle zu machen. Unmittelbar daran ist die Serienschaltung der zwei aktiven Schalter ( $S_1, S_2$ ) und der zwei passiven Schalter ( $D_1, D_2$ ) angeschlossen. Der Kondensator ( $C_0$ ) dient zur Glättung und Konstanthaltung der Ausgangsspannung ( $U_2$ ). An den Klemmen (3) und (4) wird die Last angeschlossen. Der Kondensator ( $C$ ) und die Spule ( $L$ ) sind die Resonanzbauteile.

**[0016]** Fig. 2 zeigt dieselbe Schaltung wie in Fig. 1, nur durch eine Vorrichtung zur Schwingungsunterdrückung erweitert. Diese besteht aus einer mit der Resonanzspule ( $L$ ) gekoppelten zweiten Wicklung ( $N_2$ ) und einer Serienschaltung einer Hilfsdiode ( $D_H$ ) mit einem aktiven Hilfsschalter ( $S_H$ ).

**[0017]** Fig. 3 zeigt dieselbe Schaltung wie in Fig. 1, nur durch eine etwas andere Vorrichtung zur Schwingungsunterdrückung erweitert. Diese besteht aus einer mit der Resonanzspule ( $L$ ) gekoppelten zweiten Wicklung ( $N_2$ ) und zwei aktiven Hilfsschaltern ( $S_{H1}, S_{H2}$ ).

**[0018]** Fig. 4 skizziert die Spannungserfassung an den Dioden. An ( $D_2$ ) wird die Spannung über einen Spannungsteiler, an ( $D_1$ ) mittels eines Differenzverstärkers erfasst. Die so reduzierten und auf Masse bezogenen Spannungen werden mit einer Referenzspannung ( $U_{ref}$ ) mittels je einem Komparator verglichen und mit einer ODER-Schialtung verknüpft.

**[0019]** Fig. 5 zeigt dieselbe Schaltung wie in Fig. 2, mit der Möglichkeit der Veränderung der Resonanzfrequenz durch Parallelschialtung einer Spule ( $L_2$ ) mittels eines Hilfskontakts ( $S_P$ ), der z.B. über ein Relais angesteuert wird.

**[0020]** Fig. 6 zeigt dieselbe Schaltung wie in Fig. 2, mit der Möglichkeit der Veränderung der Resonanzfrequenz durch Parallelschialtung einer Spule ( $L_2$ ) mittels eines spannungsbidirektionalen Schalters, beispielhaft gebildet aus den zwei MOSFETs ( $S_{P1}$ ) und ( $S_{P2}$ ).

**[0021]** Es soll noch angemerkt werden, dass der Bezugspunkt (Masse) durch die negative Eingangs- (2) und die negative Ausgangsklemme (4) gebildet wird. Die Ansteuerschaltungen für die

aktiven Schalter ( $S_1$ ,  $S_2$ ) müssen als potentialfreie Highside-Treiber ausgeführt sein. (Günstiger Weise wird man einen Halbbrückentreiber mit für oberen und unteren Schalter getrenntem Steuereingang wählen). Grundsätzlich funktioniert die Schaltung auch, wenn die aktiven Schalter ( $S_1$ ) und ( $S_2$ ) nur unidirektional sind. Meist sind aber die industriell erhältlichen aktiven Schalter strombidirektional.

**[0022]** Die Funktionsweise der Schaltung ist leicht erklärt, wenn die Schaltung schon eingeschwenkt ist und man ideale Bauelemente annimmt. Der Ausgangskondensator ( $C_0$ ) ist so groß, dass sich die Spannung an ihm während eines Schaltzyklus praktisch nicht ändert und daher als konstant ( $U_2$ ) angenommen werden kann. Der Kondensator ( $C$ ) sei ungeladen. Schaltet man nun den ersten aktiven Schalter ( $S_1$ ) ein, so entsteht ein Stromkreis vom positiven Anschluss (1) der Eingangsspannung ( $U_1$ ) über den ersten aktiven Schalter ( $S_1$ ), den Resonanzkondensator ( $C$ ), die erste Diode ( $D_1$ ), die Resonanzspule ( $L$ ), die Ausgangsspannung ( $U_2$ ) und über die negative Eingangsklemme (2) zurück zur Eingangsspannung ( $U_1$ ). Der Strom wird daher durch die Differentialintegralgleichung

$$U_1 = \frac{1}{C} \int_0^t i \cdot dt + L \frac{di}{dt} + U_2$$

beschrieben. Der Stromfluss ist daher sinusförmig

$$i = (U_1 - U_2) \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \sqrt{\frac{1}{LC}} t.$$

**[0023]** Die Spannung am Kondensator baut sich entsprechend

$$u_C = (U_1 - U_2) \left( -\cos \sqrt{\frac{1}{LC}} t + 1 \right)$$

auf. Erreicht die Spannung am Kondensator die Eingangsspannung ( $U_1$ ), so wird die Spannung am Resonanzkondensator ( $C$ ) auf den Wert ( $U_1$ ) geklemmt, weil die zweite Diode ( $D_2$ ) einschaltet. Dieser erste Modus der Schaltung dauert

$$\Delta T_1 = \sqrt{LC} \cdot \arccos \frac{U_2}{U_1 - U_2}.$$

**[0024]** Der Strom baut sich linear ab, weil an der Resonanzspule nun die negative Ausgangsspannung ( $U_2$ ) liegt. Dieser Vorgang dauert so lange, bis der Strom durch die Resonanzspule zu null geworden ist und die beiden Dioden ( $D_1$ ,  $D_2$ ) daher abschalten. Die Dauer für den zweiten Modus der Schaltung ergibt sich zu

$$\Delta T_2 = i_L(\Delta T_1) \cdot \frac{L}{U_2}.$$

**[0025]** Am Ende dieses Intervalls ist also der Resonanzkondensator ( $C$ ) auf ( $U_1$ ) aufgeladen und der Strom in der Resonanzspule ( $L$ ) wieder null. Der erste Vorgang, ausgelöst durch den aktiven Schalter ( $S_1$ ), dauert insgesamt

$$\Delta T_{S1} = \Delta T_1 + \Delta T_2.$$

**[0026]** Man erkennt auch, dass je kleiner die Ausgangsspannung ist, umso länger dauert der Entmagnetisierungsvorgang der Resonanzspule. Die Schaltung kann dann in einen quasikontinuierlichen Betrieb kommen.

**[0027]** Nun kann man sofort oder nach einer Pause den zweiten aktiven Schalter ( $S_2$ ) einschalten. (Natürlich muss der erste aktive Schalter ( $S_1$ ) vorher ausgeschaltet werden. Dies muss innerhalb des zweiten Modus (dauert  $\Delta T_2$ ) passieren oder spätestens bevor der zweite aktive Schalter ( $S_2$ ) eingeschaltet wird.) Der Stromkreis, der sich nun bildet, besteht aus dem Resonanz-

kondensator (C), dem zweiten aktiven Schalter ( $S_2$ ), der Resonanzspule (L), der Ausgangsspannung ( $U_2$ ) und der zweiten Diode ( $D_2$ ). Es entsteht wieder eine Sinusschwingung des Spulenstroms. Wenn die Spannung am Kondensator zu null geworden ist und beginnt negativ zu werden, schaltet die erste Diode ( $D_1$ ) ein. Der Spulenstrom kommutiert nun in diese und der Strom nimmt linear bis null ab; dann schalten die beiden Dioden ( $D_1, D_2$ ) ab. Der Resonanzkondensator (C) ist wieder ungeladen und die Resonanzspule (L) ist wieder stromlos. Nun kann ein neuer Ablauf durch Einschalten des ersten Schalters ( $S_1$ ) gestartet werden. (Natürlich muss der zweite aktive Schalter ( $S_2$ ) vorher ausgeschaltet werden.) Die beiden hier auftretenden Zeitintervalle haben dieselbe Länge wie oben berechnet. Es gilt

$$\Delta T_{S2} = \Delta T_{S1}.$$

**[0028]** Die Zeiten sind für die Ansteuerung von Bedeutung.

**[0029]** Man erkennt: beide aktiven Schalter ( $S_1, S_2$ ) schalten bei null Strom ein und bei null Spannung aus, die Diode ( $D_1$ ) schaltet im Zyklus  $\Delta T_{S1}$  bei Strom null ein und aus, im Zyklus  $\Delta T_{S2}$  mit Strom ein, ist aber gleichzeitig spannungslos. Die Diode ( $D_2$ ) schaltet im Zyklus  $\Delta T_{S2}$  bei null Strom ein und aus, im Zyklus  $\Delta T_{S1}$  schaltet sie spannungslos, aber mit Strom ein und schaltet stromlos ab. Damit entstehen grundsätzlich keine Schaltverluste. Bei realen Bauelementen muss man noch berücksichtigen, dass beim Einschalten die parasitären Kapazitäten schlagartig entladen werden und daher Verluste entstehen. Der Energietransfer wird mittels der Wiederholrate, mit der der oben beschriebene Vorgang gestartet wird, gesteuert.

**[0030]** Wenn noch keine Ausgangsspannung ( $U_2$ ) vorhanden ist, kann keine Entmagnetisierung der Spule (L) erfolgen (geschieht nur durch die parasitären Widerstände und die Diodenflussspannungen), daher wird man zuerst zum Aufbau der Ausgangsspannung den Konverter wie einen hart geschalteten Tiefsetzsteller betreiben und beide aktive Schalter ( $S_1, S_2$ ) gleichzeitig ein- und ausschalten. Man wird dies mit konstanter Frequenz und langsam zunehmendem Tastverhältnis tun. Erst wenn ausreichend Spannung am Ausgang aufgebaut ist, kann man auf den Resonanzbetrieb übergehen.

**[0031]** Da die Schaltung dann immer mit Pausen arbeitet, kommt es zu den typischen hochfrequenten Schwingungen, die beim diskontinuierlichen Betrieb in der Praxis auftreten. Hier kann man durch eine mit der Resonanzspule (L) magnetisch gut gekoppelte Wicklung ( $N_2$ ) Abhilfe schaffen. Wenn der Spulenstrom null geworden ist, wird diese Wicklung ( $N_2$ ) mittels eines Hilfsschalters kurzgeschlossen. Dieser Hilfsschalter besteht aus einem aktiven Schalter ( $S_H$ ) und einer Diode ( $D_H$ ) in Serie. Man wird diesen Kurzschluss mit Masse verbinden, um eine potentialfreie Ansteuerung zu vermeiden. Es lässt sich auch die Seriediode ( $D_H$ ) durch einen zweiten aktiven Hilfsschalter ( $S_{H2}$ ) ersetzen. Verwendet man diese Vorrichtung zur Unterdrückung der parasitären Schwingungen, so genügt ein dünner Draht für die zweite Wicklung, da der Energieinhalt gering ist. Zur Steuerung des Hilfsschalters ( $S_H$ )/ der Hilfsschalter ( $S_{H1}, S_{H2}$ ) wird man am besten die Spannungen an den Dioden ( $D_1$ ) und ( $D_2$ ) erfassen (mittels Spannungsteilers und/oder Differenzverstärker), und wenn die Spannung dort über einen bestimmten vorgegebenen Schwellwert ansteigt (erkannt über Komparatoren) den/die Hilfsschalter einschalten. Da die Schwingung je nach Modus der Schalter an den Dioden unterschiedlich ausgeprägt ist, kann man das Ergebnis der Komparatoren mit einer ODER-Verknüpfung versehen. Bevor wieder einer der beiden aktiven Schalter ( $S_1, S_2$ ) eingeschaltet wird, muss/müssen der/die Hilfsschalter wieder ausgeschaltet/n werden. Es sollte eine kurze Verriegelungszeit vorgesehen werden, damit sichergestellt ist, dass der aktive Schalter ( $S_1$ ) oder ( $S_2$ ) nicht auf die kurzgeschlossene Resonanzspule (L) schaltet. Die Kapazität der Hilfsschalter ( $S_H, S_{H1}, S_{H2}$ ) oder der Hilfsdiode ( $D_H$ ) sollte gering sein, um die parasitäre Kapazität klein zu halten.

**[0032]** Es kann in bestimmten Betriebsfällen auch sinnvoll sein (z.B. bei höherem Übersetzungsverhältnis), die Eigenfrequenz des Resonanzkreises zu erhöhen. Dazu schaltet man parallel zur Resonanzspule (L) eine oder mehrere weitere Spulen mittels Halbleiterschalter für Wechselspannungen oder durch Relaiskontakte parallel. Die Frequenz der Resonanzschwingung wird dann höher, ebenso auch die Amplitude des Stroms.

**[0033]** Die Schaltung eignet sich für ein Tiefsetzverhältnis von maximal 0,5. Das sinnvolle Spannungsübersetzungsverhältnis wird

$$M = \frac{U_2}{U_1} = 0,1 \dots 0,5$$

sein.

**[0034]** Die Schaltung kann auch als Konverter nach einem Leistungsfaktorkorrekturfilter (PFC) aus dem Ein- oder Dreiphasennetz oder nach einer B6 Diodenbrücke geschaltet werden.

**[0035]** Da nur eine Strom- und eine Spannungsrichtung möglich ist, eignet sich als Last alles bei dem Einquadrantenbetrieb ausreicht, also z.B. zur Energieversorgung von elektronischen Vorrichtungen.

**[0036]** Die Aufgabe einen Tiefsetzsteller mit geringen Schaltverlusten zu realisieren, wird erfindungsgemäß dadurch erzielt, dass die Resonanzspule (L) durch eine magnetisch gekoppelte zweite Wicklung ( $N_2$ ) erweitert ist, die mittels der Serienschaltung eines aktiven Schalters ( $S_H$ ) mit einer Diode ( $D_H$ ) überbrückt und mit dem Bezugspotential verbunden wird, oder dass die Resonanzspule (L) durch eine magnetisch gekoppelte zweite Wicklung ( $N_2$ ) erweitert ist, an deren Wicklungsenden je der positive Anschluss eines aktiven Schalters ( $S_{H1}$ ,  $S_{H2}$ ) angeschlossen ist und die negativen Anschlüsse der aktiven Schalter ( $S_{H1}$ ,  $S_{H2}$ ) an das Bezugspotential geschaltet sind, und die Steueranschlüsse der beiden aktiven Schalter ( $S_{H1}$ ,  $S_{H2}$ ) miteinander verschaltet sind.

**[0037]** Es ist weiters sehr sinnvoll, dass zwischen der ersten positiven (1) und der ersten negativen (2) Klemme und zwischen der zweiten positiven (3) und der zweiten negativen (4) Klemme je ein Kondensator ( $C_1$ ,  $C_0$ ) geschaltet ist und, dass der erste ( $S_1$ ) und der zweite strombidirektionale Schalter ( $S_2$ ), ebenso wie die erste ( $D_1$ ) und die zweite ( $D_2$ ) Diode als Halbbrückenmodul ausgeführt sind. Der erste ( $S_1$ ) und der zweite ( $S_2$ ) aktive Schalter wird sinnvollerweise durch einen Halbbrückentreiber mit getrennten Steuereingängen angesteuert.

**[0038]** Um parasitäre Schwingungen zu unterdrücken wird die Ansteuerung dabei so erfolgen, dass die Spannung an den Dioden ( $D_1$ ,  $D_2$ ) oder an den aktiven Schaltern ( $S_1$ ,  $S_2$ ) mit einer Spannungserfassungsvorrichtung erfasst werden und dass nach Überschreiten einer vorgegebenen Vergleichsspannung ( $U_{ref}$ ) mittels Komparatoren der Hilfsschalter ( $S_H$ ) oder die Hilfsschalter ( $S_{H1}$ ,  $S_{H2}$ ) über eine Ansteuerschaltung eingeschaltet werden und durch die Steuervorrichtung wieder ausgeschaltet werden, bevor einer der aktiven Schalter ( $S_1$ ,  $S_2$ ) durch deren Ansteuerschaltung wieder eingeschaltet wird.

**[0039]** Um die Resonanzfrequenz zu erhöhen, wird man parallel zur Resonanzspule (L), eine oder mehrere weitere Spulen mittels einer Ansteuervorrichtung, durch Halbleiterschalter für Wechsellspannungen oder durch Relaiskontakte, parallel schalten.

**[0040]** Die Ansteuerung erfolgt so, dass die Eingangsspannung ( $U_1$ ) und die Ausgangsspannung ( $U_2$ ) mittels einer Spannungserfassungsvorrichtung erfasst werden und deren Ausgangssignal einer Steuer- und Regelvorrichtung zugeführt werden und in dieser das erforderliche Pulsmuster entsprechend der gewünschten Spannung und den erforderlichen Puls- und Verschiebungszeiten bestimmt wird. Die Steuer- und Regelvorrichtung wird mittels Mikrocontroller realisiert.

## Patentansprüche

1. Tiefsetzsteller bestehend aus einer ersten positiven (1) und einer ersten negativen (2) Klemme, zwischen denen die erste Spannung ( $U_1$ ) und einer zweiten positiven (3) und einer zweiten negativen (4) Klemme, zwischen denen die zweite Spannung ( $U_2$ ) oder die Last angeschlossen ist, einem ersten ( $S_1$ ) und einem zweiten ( $S_2$ ) aktiven Schalter, einer ersten ( $D_1$ ) und einer zweiten ( $D_2$ ) Diode, einem Resonanzkondensator (C) und einer Resonanzspule (L), wobei an die erste positive (1) Klemme der positive Anschluss des ersten strombidirektionalen Schalters ( $S_1$ ) geschaltet ist, an den negativen Anschluss des ersten strombidirektionalen Schalters ( $S_1$ ) der positive Anschluss des zweiten strombidirektionalen Schalters ( $S_2$ ) und ein Anschluss des Resonanzkondensators (C) geschaltet sind, an den negativen Anschluss des zweiten strombidirektionalen Schalters ( $S_2$ ) die Kathode der ersten Diode ( $D_1$ ) und ein Anschluss der Resonanzspule (L) geschaltet sind, der zweite Anschluss der Resonanzspule (L) an die zweite positive (3) Klemme geschaltet ist, an die Anode der ersten Diode ( $D_1$ ) die Kathode der zweiten Diode ( $D_2$ ) und der zweite Anschluss des Resonanzkondensators (C) geschaltet sind, an die Anode der zweiten Diode ( $D_2$ ) die erste (2) und die zweite (4) negative Klemme geschaltet sind, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Resonanzspule (L) durch eine magnetisch gekoppelte zweite Wicklung ( $N_2$ ) erweitert ist, die mittels der Serienschaltung eines aktiven Schalters ( $S_H$ ) mit einer Diode ( $D_H$ ) überbrückt und mit dem Bezugspotential verbunden wird, oder dass die Resonanzspule (L) durch eine magnetisch gekoppelte zweite Wicklung ( $N_2$ ) erweitert ist, an deren Wicklungsenden je der positive Anschluss eines aktiven Schalters ( $S_{H1}$ ,  $S_{H2}$ ) angeschlossen ist und die negativen Anschlüsse der aktiven Schalter ( $S_{H1}$ ,  $S_{H2}$ ) an das Bezugspotential geschaltet sind, und die Steueranschlüsse der beiden aktiven Schalter ( $S_{H1}$ ,  $S_{H2}$ ) miteinander verschaltet sind.
2. Tiefsetzsteller gemäß Anspruch 1 **dadurch gekennzeichnet**, dass zwischen der ersten positiven (1) und der ersten negativen (2) Klemme und zwischen der zweiten positiven (3) und der zweiten negativen (4) Klemme je ein Kondensator ( $C_1$ ,  $C_0$ ) geschaltet ist.
3. Tiefsetzsteller gemäß Anspruch 1 oder 2 **dadurch gekennzeichnet**, dass der erste ( $S_1$ ) und der zweite strombidirektionale Schalter ( $S_2$ ), ebenso wie die erste ( $D_1$ ) und die zweite ( $D_2$ ) Diode als Halbbrückenmodul ausgeführt sind.
4. Tiefsetzsteller gemäß einem der Ansprüche 1 bis 3 **dadurch gekennzeichnet**, dass die Spannung an den Dioden ( $D_1$ ,  $D_2$ ) oder an den aktiven Schaltern ( $S_1$ ,  $S_2$ ) mit einer Spannungserfassungsvorrichtung erfasst wird und dass nach Überschreiten einer vorgegebenen Vergleichsspannung ( $U_{ref}$ ) mittels Komparatoren der Hilfsschalter ( $S_H$ ) oder die Hilfsschalter ( $S_{H1}$ ,  $S_{H2}$ ) über eine Ansteuerschaltung eingeschaltet werden und durch die Steuervorrichtung wieder ausgeschaltet werden, bevor einer der aktiven Schalter ( $S_1$ ,  $S_2$ ) durch deren Ansteuerschaltung wieder eingeschaltet wird.
5. Tiefsetzsteller gemäß einem der Ansprüche 1 bis 4 **dadurch gekennzeichnet**, dass parallel zur Resonanzspule (L), eine oder mehrere weitere Spulen ( $L_2$ ) mittels einer Ansteuervorrichtung durch Halbleiterschalter ( $S_{P1}$ ,  $S_{P2}$ ) für Wechsel Spannungen oder durch Relaiskontakte ( $S_P$ ), parallel geschaltet werden können.
6. Tiefsetzsteller gemäß einem der Ansprüche 1 bis 5 **dadurch gekennzeichnet**, dass der erste ( $S_1$ ) und der zweite ( $S_2$ ) aktive Schalter durch einen Halbbrückentreiber mit getrennten Steuereingängen angesteuert werden.
7. Tiefsetzsteller gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6 **dadurch gekennzeichnet**, dass die Eingangsspannung ( $U_1$ ) und die Ausgangsspannung ( $U_2$ ) mittels einer Spannungserfassungsvorrichtung erfasst werden und deren Ausgangssignal einer Steuer- und Regelvorrichtung zugeführt werden und in dieser das erforderliche Pulsmuster entsprechend der gewünschten Spannung und den erforderlichen Puls- und Verschiebungszeiten bestimmt wird.
8. Tiefsetzsteller gemäß Anspruch 7 **dadurch gekennzeichnet**, dass die Steuer- und Regelvorrichtung mittels Mikrocontroller realisiert ist.

Hierzu 3 Blatt Zeichnungen

Figuren

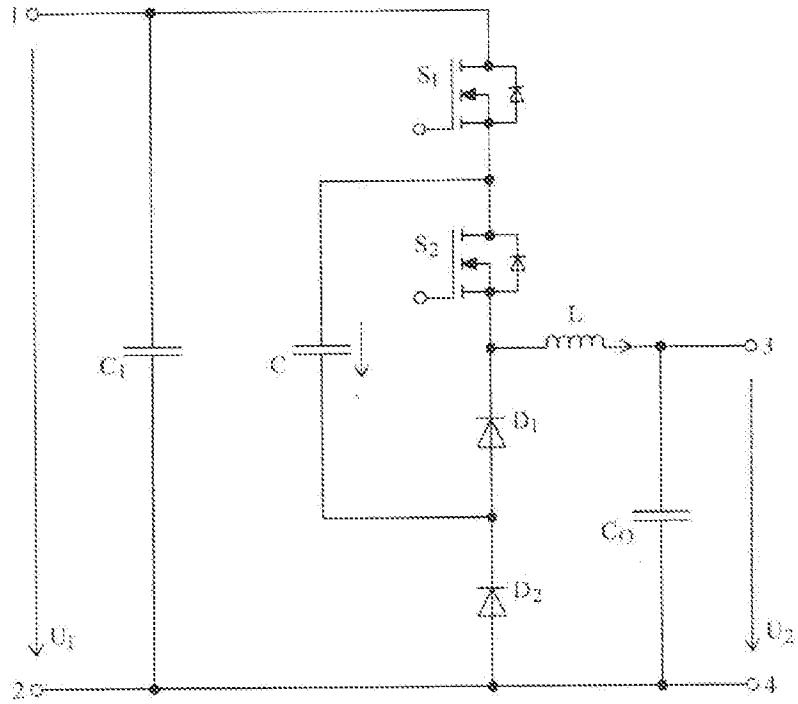


Fig. 1

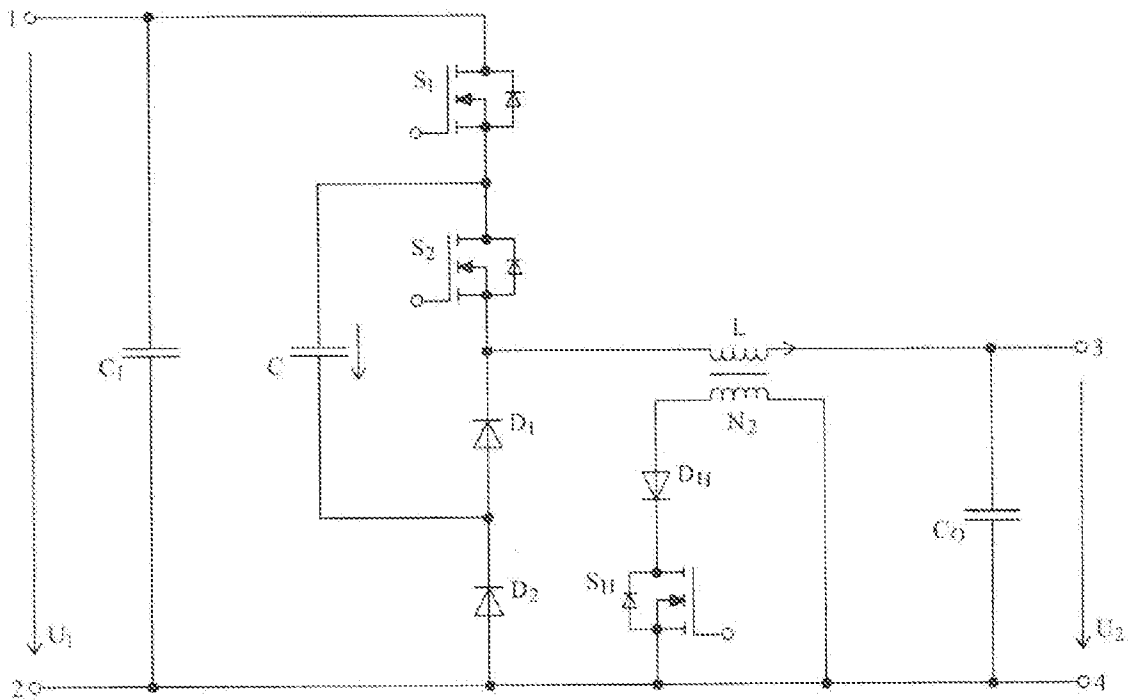


Fig. 2

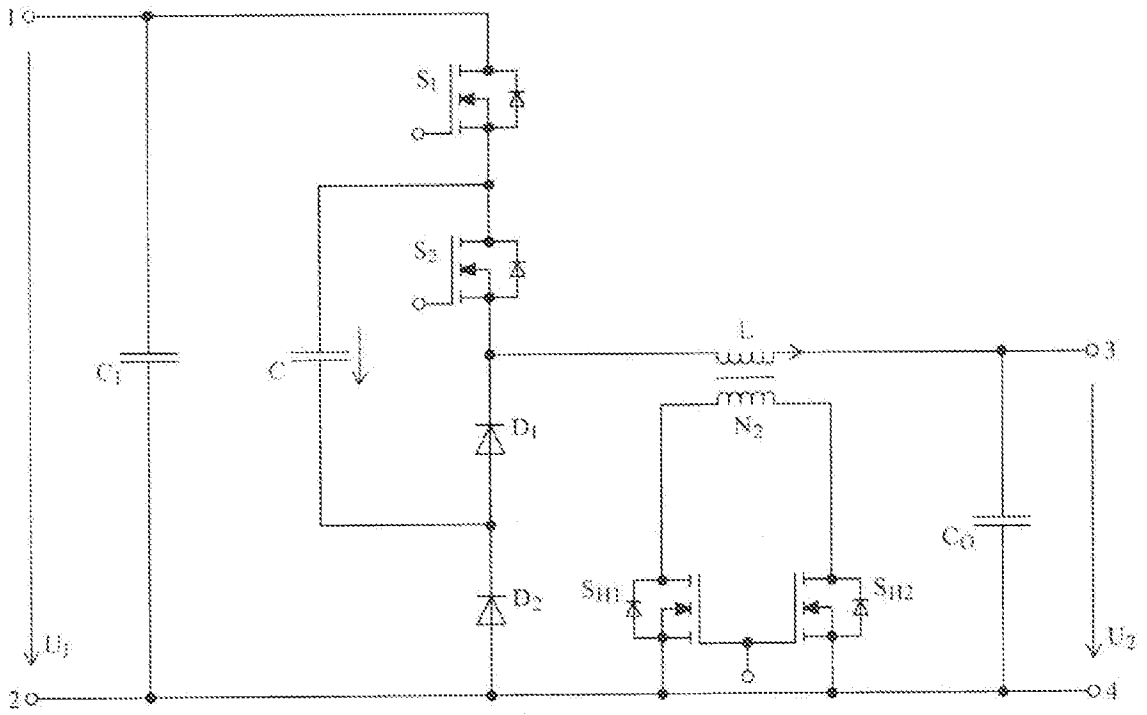


Fig. 3

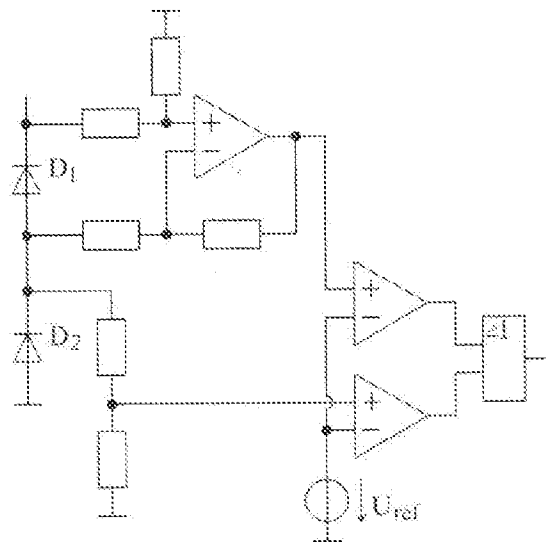


Fig. 4

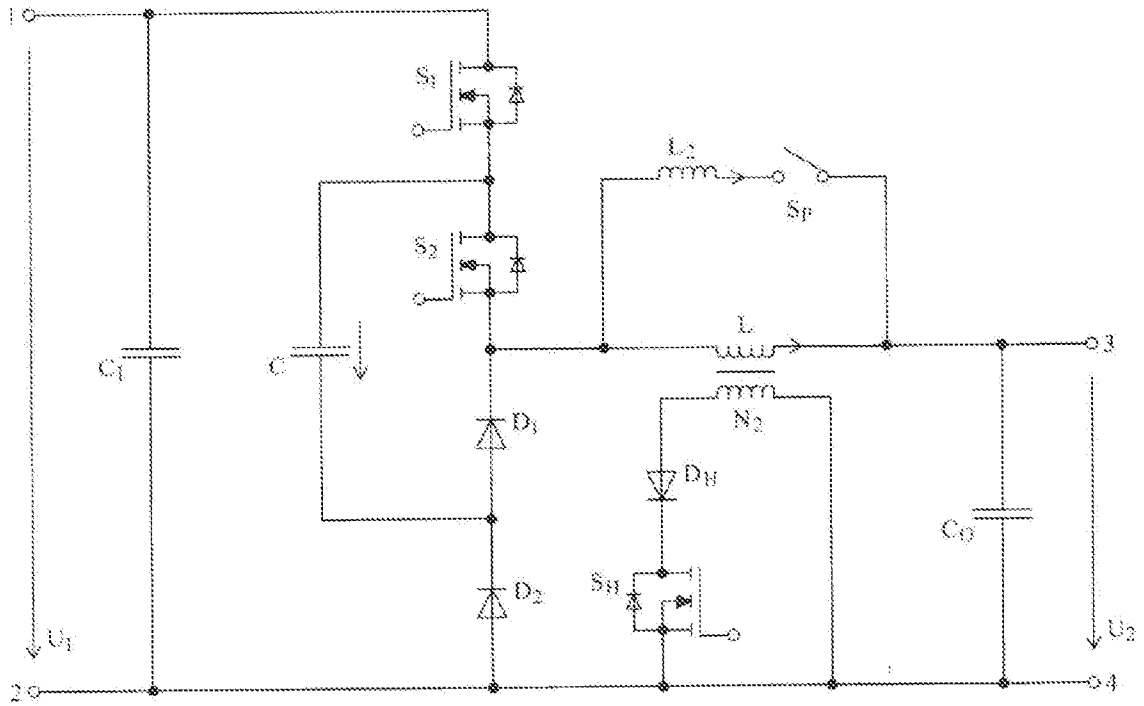


Fig. 5

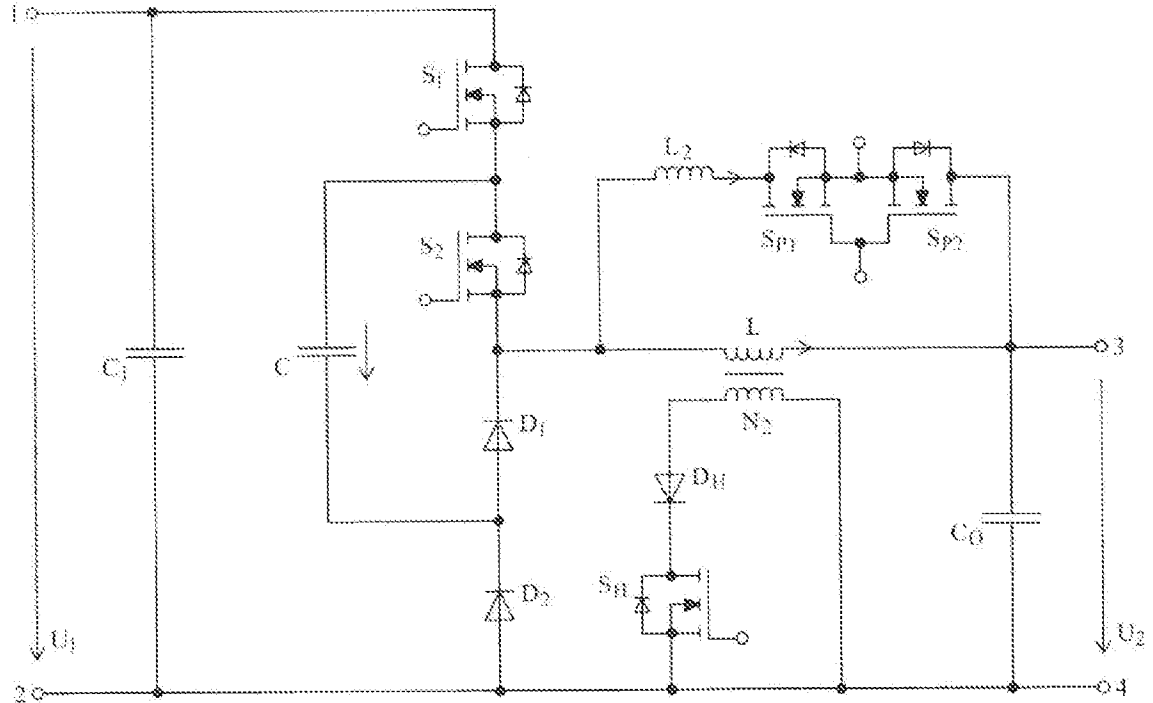


Fig. 6