



(12) **Patentschrift**

(21) Aktenzeichen: **101 10 609.2**  
(22) Anmeldetag: **06.03.2001**  
(43) Offenlegungstag: **12.09.2002**  
(45) Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: **03.01.2013**

(51) Int Cl.: **H02M 3/28 (2006.01)**

Innerhalb von drei Monaten nach Veröffentlichung der Patenterteilung kann nach § 59 Patentgesetz gegen das Patent Einspruch erhoben werden. Der Einspruch ist schriftlich zu erklären und zu begründen. Innerhalb der Einspruchsfrist ist eine Einspruchsgebühr in Höhe von 200 Euro zu entrichten (§ 6 Patentkostengesetz in Verbindung mit der Anlage zu § 2 Abs. 1 Patentkostengesetz).

(73) Patentinhaber:  
**Fludicon GmbH, 64293, Darmstadt, DE**

(74) Vertreter:  
**Behrens, Helmut, Dipl.-Ing., 64295, Darmstadt, DE**

(72) Erfinder:  
**Krämer, Manfred, 64853, Otzberg, DE**

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht  
gezogene Druckschriften:

|           |                  |           |
|-----------|------------------|-----------|
| <b>DE</b> | <b>29 15 670</b> | <b>A1</b> |
| <b>DE</b> | <b>29 50 266</b> | <b>A1</b> |
| <b>DE</b> | <b>35 31 025</b> | <b>A1</b> |
| <b>US</b> | <b>5 289 360</b> | <b>A</b>  |

|           |                  |          |
|-----------|------------------|----------|
| <b>US</b> | <b>4 739 462</b> | <b>A</b> |
| <b>US</b> | <b>4 816 979</b> | <b>A</b> |
| <b>JP</b> | <b>3 089 850</b> | <b>A</b> |
| <b>JP</b> | <b>4 312 351</b> | <b>A</b> |
| <b>JP</b> | <b>5 015 147</b> | <b>A</b> |

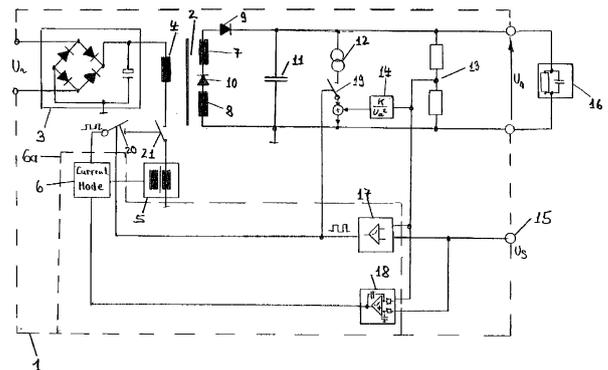
**Lirer, G.; Strollo, A.G.M.; Luciano, A.: A simplified model of current-controlled switching converters in discontinuous current-mode. In: Power Electronics and Applications, vol.3, Fifth European Conference, vol.3, 13-16 Sep 1993, 240 - 245.**

(54) Bezeichnung: **Hochspannungsnetzteil**

(57) Hauptanspruch: Hochspannungsnetzteil, insbesondere zur Ansteuerung von Steuerelementen (16) mit elektro-rheologischen Flüssigkeiten (ERF), bestehend aus:

– einer Spannungswandlerschaltung mit einem Hochspannungstransformator (2), der im Hochspannungssekundärkreis mindestens zwei in Reihe geschaltete Wicklungen (7, 8), welche durch mindestens eine Ladediode (9, 10) entkoppelt sind, und im Niederspannungsprimärkreis einen Leistungsschalter (21) aufweist, welcher mit einer vorgegebenen Schalttaktfrequenz geschaltet wird, und

– einer Steuer- und Regelschaltung zur Regelung einer Ausgangshochspannung ( $U_a$ ), welche das Tastverhältnis der Schaltakte abhängig von einer Differenzspannung, die aus einer Soll-/Steuerspannung ( $U_s$ ) und einem Spannungswert, der einem Istwert der Ausgangshochspannung ( $U_a$ ) proportional ist, gebildet wird, und/oder von einem gemessenen Primärstrom einstellt, dadurch gekennzeichnet, dass die Steuer- und Regelschaltung eine intermittierende Current-Mode-Steuerung (6a) mit einer intermittierenden Current-Mode-Regelschaltung (6) und einem Differenzregelintegrator (18) aufweist, dass dem einen Eingang des Differenzregelintegrators (18) der dem Istwert der Ausgangshochspannung ( $U_a$ ) proportionale Spannungswert und dem anderen Eingang des Differenzregelintegrators (18) die Soll-/Steuerspannung ( $U_s$ )...



## Beschreibung

**[0001]** Die Erfindung betrifft ein Hochspannungsnetzteil gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

**[0002]** Eine neuere Technologie beschäftigt sich mit der Steuerung und Regelung von Druckmittelkreisläufen mittels Steuerelemente mit elektro-rheologischen Flüssigkeiten (ERF). Dabei handelt es sich im Grunde um Steuerelemente, bei denen die Viskosität des Durchflüssmittels ERF durch Hochspannungsbeeinflussung veränderbar ist, so dass dadurch gesteuerte Ventile, Druckmittelzylinder und andere Steuerelemente herstellbar sind. Diese Steuerelemente besitzen prinzipiell mindestens zwei Elektroden, zwischen denen die elektro-rheologische Flüssigkeit angeordnet ist und deren Viskosität sich in einem elektrischen Feld stark verändern läßt. Deshalb werden diese Steuerelemente mit einer steuerbaren Hochspannung von ca. 200 bis 10.000 V betrieben, wobei der Steuerspannungsverlauf meist durch einen Klein- oder Niedergleichspannungsverlauf von 0 bis 12 V vorgegeben wird. Um mit solchen ERF-Steuerelementen vielfältige Steuer- und Regelaufgaben erfüllen zu können, soll die gesteuerte Hochspannung möglichst verzerrungsfrei dem vorgegebenen Klein- oder Niederspannungsverlauf bis zu einer Steuerfrequenz von ca. 1 kHz folgen. Dazu sind hochwertige Hochspannungsnetzteile nötig, die Steuer- und Regelschaltungen enthalten, die aus einer Versorgungsspannung und den vorgegebenen Klein- oder Mittelsteuerspannungen die Hochspannung zur Ansteuerung der ERF-Verbraucher erzeugen.

**[0003]** Dazu werden zurzeit modulierte Hochspannungsnetzteile in Schaltnetzteiltechnik eingesetzt, die die modulierbare Hochspannung mit Sperrwandlern in Discontinuous-Voltage-Mode-Regelung (Dreiecksperrwandler) erzeugen. Im Voltage-Mode offensichtlich deshalb, weil bei dieser Regelart der mit üblicher Wickeltechnik aufgebaute Hochspannungssperrwandler tieffrequente, dem Primärstrom überlagerte Resonanzfrequenzen erzeugt. Hiermit ist aber eine stromgesteuerte Regelung nicht möglich, weshalb die Taktfrequenz des Wandlers auf etwa 20 kHz begrenzt ist. Dies führt zu einem verhältnismäßig großen Klirrfaktor, der zu Ungenauigkeiten des Steuerungsvorgangs der ERF-Steuermittel führt.

**[0004]** In der DE 35 31 025 A1 (US 4 816 979 A) ist ein Hochspannungsnetzteil beschrieben, das aus einer Spannungswandlerschaltung mit einem Hochspannungstransformator besteht, der im Hochspannungssekundärkreis mindestens zwei in Reihe geschaltete Wicklungen und im Niederspannungsprimärkreis einen Leistungsschalter aufweist; die Wicklungen sind durch mindestens eine Ladediode entkoppelt, und der Leistungsschalter wird mit einer vorgegebenen Schalttaktfrequenz geschaltet. Das

Hochspannungsnetzteil enthält eine Steuer- und Regelschaltung zur Regelung einer Ausgangshochspannung, welche das Tastverhältnis der Schaltakte abhängig von einer Differenzspannung und/oder von einem gemessenen Primärstrom eingestellt; die Differenzspannung wird aus einer Soll-/Steuerspannung und einem Spannungswert gebildet, der einem Istwert der Ausgangshochspannung proportional ist. Mit Hilfe der beschriebenen Schaltung soll eine optimale Wirkung eines elektrostatischen Filters (Rußweiche) im gesamten Motorbetriebsbereich eines Kraftfahrzeuges erzielt werden. Als Regelgröße dient hierbei der Filterstrom, und es werden die Ausgangsspannung, der Ausgangsstrom und die Ausgangsleistung überwacht; eine möglichst verzerrungsfreie Spannungsverstärkung und eine Verbesserung des Klirrfaktors sind bei der vorgesehenen Anwendung nicht von Bedeutung und werden durch die vorgeschlagene Schaltung auch nicht erzielt.

**[0005]** Aus der JP 05015147 A ist ein Spannungsnetzteil mit einem Spannungstransformator bekannt, bei dem im Sekundärkreis eine mit einer Ladediode in Reihe geschaltete Wicklung und im Primärkreis ein Leistungsschalter angeordnet sind, welcher mit einer vorgegebenen Schalttaktfrequenz geschaltet wird. Das Spannungsnetzteil weist eine Steuer- und Regelschaltung zur Regelung einer Ausgangsspannung auf, welche das Tastverhältnis der Schaltakte abhängig von einer Differenzspannung einstellt, wobei die Differenzspannung aus einer Soll-/Steuerspannung und einem Spannungswert, der einem Istwert der Ausgangsspannung proportional ist, gebildet wird.

**[0006]** In der DE 29 15 670 A1 ist ein Hochspannungsgenerator mit einem Hochspannungstransformator beschrieben, der im Hochspannungssekundärkreis eine Wicklung mit einer in Reihe geschalteten Ladediode und im Niederspannungsprimärkreis einen Leistungsschalter aufweist, welcher mit einer vorgegebenen Schalttaktfrequenz geschaltet wird. Der Hochspannungsgenerator weist eine Steuer- und Regelschaltung zur Regelung einer Ausgangshochspannung auf, welcher als Eingangsgrößen eine Soll-/Steuerspannung und ein Spannungswert, der einem Istwert der Ausgangshochspannung proportional ist, zugeführt werden; die Steuer- und Regelschaltung regelt dann abhängig von den Eingangswerten die Ausgangshochspannung. Der Hochspannungsgenerator wird bei einer elektrostatischen Spritzvorrichtung eingesetzt.

**[0007]** Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Hochspannungsnetzteil mit den Merkmalen des Oberbegriffes zu schaffen, bei dem eine möglichst verzerrungsfreie Spannungsverstärkung sich erreichen lässt.

**[0008]** Diese Aufgabe wird durch ein Hochspannungsnetzteil mit den Merkmalen des Oberbegriffes gelöst, welches zusätzlich die kennzeichnenden Merkmale des Anspruchs 1 aufweist.

**[0009]** Weiterbildungen und vorteilhafte Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

**[0010]** Die Erfindung hat den Vorteil, dass durch die Current-Mode-Regelung mit verhältnismäßig hoher Schalttaktfrequenz und die primärstromabhängige Regelung eine stabile Hochspannungsregelung der gesteuerten Ausgangshochspannung auch bei höheren Schalttaktfrequenzen erzielbar ist. Durch die verhältnismäßig hohe Schalttaktfrequenz wird gleichzeitig auch eine weitgehend verzerrungsfreie Hochspannungsverstärkung der vorgegebenen Steuer Spannung erreicht, so dass das Netzteil auch für schnelle und präzise Steuerungsaufgaben einsetzbar ist.

**[0011]** Weiterhin ist vorteilhaft, dass der Sekundärkreis mit einem derart gesteuerten Kaskodenstrom belastet wird, dass die Verlustleistung der Kaskode unabhängig von der Höhe der Ausgangshochspannung wird. Dadurch ist eine Verbesserung des Klirrfaktors erreichbar, da bei vorgegebenen negativen Ausgangsspannungsänderungen der Ladekondensator mit einem ansteigenden Strom belastet wird, so dass bei negativen Spannungsänderungen der Spannungsabfall steiler wird und damit dem negativen Sollspannungsverlauf schneller folgt. Dadurch bleibt gleichzeitig auch die Eigenverlustleistung des Netzteils über den gesamten Ausgangsspannungsbereich nahezu konstant, so dass gegenüber Netzteilen nach dem Stand der Technik mit konstanter Strombelastung der Wirkungsgrad erhöht wird.

**[0012]** Bei einer besonderen Ausbildung der Erfindung ist eine zusätzliche, kurzzeitige Unterbrechung im Primärkreis vorgesehen, die bei einer positiven Abweichung der Ausgangshochspannung von einem vorgegebenen Sollwert erfolgt. Dies hat den Vorteil, dass insbesondere bei steilen positiven Sollspannungssprüngen ein verhältnismäßig hohes Überspringen vermieden wird und gleichzeitig die Ausgangsspannung schneller der vorgegebenen Soll- oder Steuer Spannung folgt. Diese kurzzeitige Unterbrechung des Primärkreises hat zusätzlich noch den Vorteil, dass auch Speisespannungsüberhöhungen auf der Primärseite rasch ausregelbar sind, was gleichzeitig auch zu einer zusätzlichen Verbesserung der Regelgüte und des Klirrfaktors führt.

**[0013]** Bei einer weiteren Ausführungsart ist eine Laststrombegrenzung vorgesehen, die auf einfache Weise das Netzteil vor Beschädigungen schützt. Da hierbei zunächst eine Absenkung des Laststromes bewirkt wird, führen zumindest kurzzeitige Überlas-

tungen nicht gleich zur Abschaltung und damit zur Unterbrechung der angeschlossenen Steuervorgänge.

**[0014]** Bei einer zusätzlichen weiteren Verbesserung der Ausführung des Netzteils ist eine spezielle Lichtbogenerkennung vorgesehen, durch welche die in ERF-Steurelementen teilweise entstehenden Lichtbögen gelöscht werden können, ohne dass es zu einer längeren Unterbrechung der angeschlossenen Steuervorgänge kommt. Gleichzeitig wird hiermit auch verhindert, dass die elektro-rheologischen Flüssigkeiten oder die mit ihnen betriebenen Steuermittel beschädigt oder zerstört werden.

**[0015]** Die Erfindung wird nachfolgend anhand eines Ausführungsbeispiels, das in der Zeichnung dargestellt ist, näher erläutert. Es zeigen:

**[0016]** **Fig. 1:** ein schematisches Schaltbild eines Hochspannungsnetzteils mit einer Spannungsverstärkung der gesteuerten Steuer Spannung, und

**[0017]** **Fig. 2:** ein schematisches Schaltbild des Hochspannungsnetzteils mit einer Überlast- und Lichtbogenerkennungsschaltung.

**[0018]** In **Fig. 1** ist ein Hochspannungsnetzteil zur Ansteuerung von Steuerelementen **16** mit elektro-rheologischen Flüssigkeiten schematisch dargestellt, das mit einem vorgegebenen Sollwertverlauf geringerer Steuer Spannung den Hochspannungsausgangsverlauf steuert und regelt. Dazu ist ein Hochspannungstransformator **2** vorgesehen, dessen Ausgangshochspannung  $U_a$  primär- und sekundärseitig so geregelt wird, dass der Ausgangsspannungsverlauf dem Sollwertverlauf weitgehend unverzerrt folgt.

**[0019]** Das Hochspannungsnetzteil ist als Schalt- netzteil **1** ausgebildet und wird mit einer Netzwechselspannung  $U_n$  von 115/230 V  $\pm$  15% als Versorgungsspannung betrieben, die in einer Gleichrichterschaltung **3** gleichgerichtet und geglättet wird. Diese Gleichspannung wird einer Hochspannungswandlerschaltung zugeführt, die als Hochspannungstransformator **2** ausgebildet ist und aus einem Primärkreis und einem Sekundärkreis besteht. Der Primärkreis verfügt über eine Primärwicklung **4**, einen Stromwandler **5** und eine Intermittierende-Current-Mode-Steuerung **6a**, die den Primärkreis mit einer Schaltfrequenz von 60 kHz taktet. Dabei besteht die Intermittierende-Current-Mode-Steuerung **6a** aus einem Komparator **17**, einem Differenzintegrator **18** und einer Current-Mode-Regelschaltung **6**. Sekundärseitig enthält der Hochspannungstransformator **2** mindestens zwei Sekundärwicklungen **7**, **8**, die in Reihe geschaltet und zusätzlich durch mindestens eine in Reihe geschaltete Ladediode **10** wechselstrommäßig entkoppelt sind. Parallel zu den Sekundärwicklungen

**7, 8** ist ein Ladekondensator **11** vorgesehen, der mit einer Ladediode **9** in Reihe geschaltet ist.

**[0020]** Da durch den Hochspannungstransformator **2** sekundärseitig Hochspannungen von mindestens 6.000 V erzeugt werden müssen, ist eine besondere Hochspannungsisolationsanforderung notwendig. Dadurch werden üblicherweise die Wickelabstände erhöht, was zu einer höheren Streuinduktivität und niedriger Wickelkapazität führt. Die hohen Windungszahlen der Hochspannungswicklungen bewirken bei üblicher Wickeltechnik große Wickelkapazitäten, wodurch derartige Hochspannungstransformatoren nur verhältnismäßig tieffrequente Resonanzen aufweisen. Deshalb werden bei der Erfindung diese schwingungsverursachenden Induktivitäten **7, 8** durch Ladedioden **10** entkoppelt, wodurch gleichzeitig die Wickelkapazitäten als Ladekapazität nutzbar sind, um insbesondere die Transformatorresonanzfrequenz bei geringer Streuinduktivität zu erhöhen. Dazu werden sekundärseitig mehrere Wicklungen **7, 8** mit Ladedioden **9, 10** in Reihe geschaltet, durch welche die Wicklungskapazitäten in Ladekapazitäten umgewandelt werden und somit nur noch unwesentlich zum Schwingverhalten des Hochspannungstransformators **2** beitragen können. In der Praxis haben sich Hochspannungstransformatoren **2** mit einem Sekundärkreis aus sechs in Reihe geschalteten Sekundärwicklungen **7, 8** als vorteilhaft erwiesen, die durch fünf in Reihe geschaltete Ladedioden **10** entkoppelt sind, deren Transformatorresonanzfrequenz weit oberhalb von 100 kHz liegt. Dadurch wurde bei einem Ausgangsspannungsbereich von 200 bis 6.000 V eine Schalttaktfrequenz von 60 kHz ermöglicht. Durch eine derartig hohe Schalttaktfrequenz von 60 kHz ist auch eine Erhöhung der Lastgüte und der Steuerspannungsfrequenz auf der Sollspannungsseite bis mindestens 1 kHz bei verhältnismäßig geringem Klirrfaktor erreichbar.

**[0021]** Die Sekundärwicklungen **7, 8** sind mit einem separaten Ladekondensator **11** verschaltet, der während des Schalttaktbetriebs auf die induzierte Hochspannung aufgeladen wird. Parallel zum Ladekondensator **11** ist eine Stromsenke **12** als Verluststromkreis angeordnet, die als gesteuerte Kaskodenschaltung ausgebildet ist, welche den Entladestrom des Ladekondensators **11** in Abhängigkeit der Ausgangshochspannung  $U_a$  und dem vorgesehenen Sollspannungsverlauf  $U_s$  steuert. Dazu ist im Ausgang des Sekundärkreises eine Spannungsteilerschaltung **13** vorgesehen, an der ein Spannungswert erfaßbar ist, der dem Ausgangsspannungsverlauf  $U_a$  proportional ist und diesem in einem vorgegebenen Verhältnis entspricht. An diesem Spannungsteiler **13** greift eine Pulsformerschaltung **14** den Ausgangsspannungsverlauf  $U_a$  in einem vorgegebenen Verhältnis von beispielsweise 1000:1 ab und setzt diesen in einem Stromverlauf um. Dieser Stromverlauf wird zusätzlich noch durch eine Rechenschaltung nach der Funktion, die  $1/U_a^2$  proportional ist,

ermittelt, so dass der Ladekondensator **11** bei hoher Ausgangsspannung  $U_a$  und eingeschalteter Kaskodenschaltung **12** durch diese mit einem kleinen Kaskodenstrom und bei geringer Ausgangsspannung  $U_a$  mit einem hohen Kaskodenstrom belastet wird. Das bedeutet, dass die Verlustleistung der Kaskode konstant und damit unabhängig von der Ausgangsspannung  $U_a$  ist. Hierdurch wird vorteilhafterweise im Modulationsbetrieb, also bei einem vorgegebenen Sollspannungsverlauf  $U_s$  bzw. Steuerspannungsverlauf am Sollspannungsanschluß **15** auch bei vorgegebenen steil abfallenden Ausgangsspannungsänderungen das Ausgangssignal nicht verzerrt, so dass der Klirrfaktor auch bei großen, steil abfallenden Ausgangshochspannungsänderungen bis 1 kHz nicht nennenswert ansteigt.

**[0022]** Am Ausgang des Netzteils **1** ist als Verbraucher ein Steuerelement **16** mit elektro-rheologischer Flüssigkeit angeordnet, durch das im Grunde der Durchfluss der elektro-rheologischen Flüssigkeit wie beispielsweise bei einem Ventil steuerbar ist. Dazu wird mittels einer Hochspannung zwischen verschiedenen Elektroden ein elektrisches Feld erzeugt, durch das die Viskosität der durchfließenden oder beispielsweise dämpfenden elektro-rheologischen Flüssigkeit beeinflusst wird. Derartige ERF-Verbraucher **16** stellen somit gemischt kapazitive ohmsche Lasten dar, die die externe Belastung des Netzteils **1** verursachen.

**[0023]** Solche ERF-Ventile oder -Zylinder werden je nach konstruktiver Ausgestaltung mit einer Steuerspannung  $U_a$  von meist 200 bis 6.000 V betrieben. Das erfinderische Netzteil **1** kann aber auch für Steuerspannungen von mehr als 10.000 V ausgelegt werden, wenn dies die zu steuernden Verbraucher erfordern. Ein derartiges Netzteil kann auch zur Spannungsversorgung oder Steuerung anderer Verbraucher oder Schaltungen eingesetzt werden, bei denen eine Niedervoltstegerspannung in eine hochspannungsartige Steuerspannung umgewandelt oder verstärkt werden soll. Dabei wird die Niedervoltstegerspannung meist als schwankende Gleichspannung vorgegeben, dessen Spannungsverlauf die zu steuernden Spannungszustände des Hochspannungsverbrauchers beschreibt. Dieser Niederspannungsverlauf  $U_s$  kann beispielsweise einen Rechteckspannungsverlauf darstellen, der die Schaltzustände eines ERF-Ventils **16** beschreibt. Dieser Niederspannungsverlauf  $U_s$  kann aber auch von einer Aufnehmerspannung abgeleitet werden, wie beispielsweise zur Steuerung von ERF-Schwingungsdämpfern. Dabei ist es häufig erforderlich, dass der hochspannungsmäßige Ausgangsspannungsverlauf  $U_a$  der niedervoltigen Eingangssteuerspannung  $U_s$  möglichst verzerrungsfrei folgt, wobei diese Steuerungen einen Frequenzgang bis 1 kHz und mehr besitzen können. Da die Eingangssteuerspannungen  $U_s$  häufig in einem Bereich von 0 bis 10 V liegen, sind

Spannungsverstärkungen von 1.000 und mehr erforderlich, damit die Hochspannungen möglichst zeitgleich zur Steuerspannung am Hochspannungsausgang anliegen, um keine Steuerverzögerungen zu verursachen.

**[0024]** Am Netzteil **1** ist ein separater Sollspannungsanschluß **15** vorgesehen, an den die Eingangssteuerspannung  $U_s$  bzw. der Sollspannungsverlauf anlegbar sind, durch die der Ausgangshochspannungsverlauf  $U_a$  gesteuert wird. Dieser Sollspannungsanschluß **15** ist in einer Steuer- und Regelschaltung an einen Regelkreiskomparator **17** und einen Differenzregelintegrator **18** eingangsseitig herangeführt. Weiterhin sind der Komparator **17** und der Differenzintegrator **18** noch mit dem Spannungsteiler **13** im Sekundärkreis verbunden, so dass durch diese gleichzeitig ein vorgegebenes Verhältnis der jeweiligen Ausgangsspannung  $U_a$  erfaßbar ist.

**[0025]** Wird nun beispielsweise ein rechteckförmiger pulsierender Gleichspannungsverlauf zwischen +2 und +6 V auf den Sollspannungsanschluß **15** gelegt, so vergleicht der Regelkreiskomparator **17** die Sollspannung  $U_s$  mit dem am Spannungsteiler **13** erfaßten Verhältnis zur Ausgangsspannung  $U_a$ . Vorzugsweise wählt man beim Spannungsteiler **13** als Teilungsverhältnis den Spannungsverstärkungswert von 1.000. War diese Ausgangsspannung  $U_a$  beispielsweise vorher 2.000 V, so wird am Spannungsteiler **13** ein Wert von +2 V abgegriffen, so dass am Regelkreiskomparator **17** momentan eine Differenz von +4 V anliegt. Durch diese Spannungsdifferenz von +4 V schaltet der Regelkreiskomparator **17** den Verluststromkreis der Kaskode **12** über den Schalter **19** ab. Gleichzeitig schließt der Regelkreiskomparator **17** einen weiteren elektronischen Schalter **20** im Primärkreis, so dass der Übertrager über einen getakteten Leistungsschalter **21** wieder Energie an die Last liefert.

**[0026]** Durch die Differenzspannung von +4 V am Eingang des Differenzregelintegrators **18** wird die Differenzspannung über die Zeit integriert und der Current-Mode-Schaltung **6** für den +6 V Amplitudenbereich ein linear ansteigendes Ausgangssignal zugeführt. Weiterhin wird der Current-Mode-Regelschaltung **6** über einen Stromwandler **5** ein Signal zugeführt, das dem Primärstrom proportional ist. Mittels eines bekannten Current-Mode-Algorithmus bildet die Regelschaltung **6** daraus einen Primärtakt, mit dem der Primärkreis über den Leistungsschalter **21** mit einer Taktfrequenz von 60 kHz unterbrochen wird. Dabei regelt die Current-Mode-Schaltung **6** das Tastverhältnis von Ein- zu Ausschaltdauer des 60-kHz-Schalttaktes, und zwar in Abhängigkeit des Ausgangssignals des Differenzregelintegrators **18** und des Primärstromverlaufs. So wird bei einem ansteigenden Ausgangssignal des Differenzregelintegrators **18** die Einschaltpulsebreite vergrößert und bei

einem abnehmenden Ausgangssignal die Einschaltpulsebreite verringert. Dadurch wird bei einem ansteigenden Ausgangssignal des Differenzregelintegrators **18** die Sekundärspannung so lange erhöht, bis die Ausgangshochspannung  $U_a$  dem vorgegebenen Wert der Sollspannung bzw. Steuerspannung  $U_s$  entspricht, da dann am Differenzregelintegrator **18** keine Differenzspannung mehr anliegt und die Integratorausgangsspannung konstant bleibt.

**[0027]** Fällt nun die Eingangssteuerspannung  $U_s$  am Sollwertanschluß **15** auf den vorgegebenen Gleichspannungswert von +2 V ab, so entsteht eine negative Spannungsdifferenz am Regelkreiskomparator **17** und am Differenzregelintegrator **18**. Dadurch wird das Ausgangssignal am Regelkreiskomparator **17** umgeschaltet, so dass zunächst der elektronische Schalter **19** im Kaskodenkreis **12** geschlossen wird. Hierdurch wird der Ladekondensator **11** an den Kaskodenkreis **12** geschaltet, so dass der Ladekondensator **11** mit einer Verlustleistung über die Kaskodenschaltung **12** belastet wird. Da dieser Strom über den Spannungsteiler **13** und die Pulsformerschaltung **14** geregelt wird, fließt zunächst bei einer hohen Ausgangshochspannung  $U_a$  ein kleiner Verluststrom, der gegenläufig zur Ausgangshochspannung  $U_a$  ansteigt, so dass die Verlustleistung konstant bleibt. Durch diese Belastung des Sekundärkreises wird die Ladespannung am Kondensator **11** und die Ausgangshochspannung  $U_a$  so lange verringert, bis am Regelkreiskomparator **17** keine Differenzspannung mehr anliegt und dieser den Kaskodenkreis **12** vom Ladekondensator **11** abschaltet.

**[0028]** Gleichzeitig wird durch den Regelkreiskomparator **17** der Primärkreis durch den elektronischen Primärsteuerschalter **20** unterbrochen, so dass die Current-Mode-Regelung **6** augenblicklich vom Primärkreis getrennt wird. Dadurch werden auch kurzzeitige Übersteuerungen vermieden, die die Stabilität der Regelung beeinträchtigen und zu Überspannungen auf der Hochspannungsseite führen können. Vorteilhafterweise wird hierdurch auch eine schnelle Ausgangsspannungsabsenkung erreicht, die bis 1 kHz weitgehend dem Spannungsverlauf der Eingangssteuerspannung  $U_s$  am Sollspannungseingang **15** entspricht, wodurch ein geringer Klirrfaktor bzw. kaum eine Änderung der Spannungsverläufe zwischen dem Sollspannungseingang **15** und dem Hochspannungsausgang erzielt wird.

**[0029]** Die negative Spannungsdifferenz am Differenzregelintegrator **18** bewirkt gleichzeitig auch einen negativen Ausgangssignalverlauf am Differenzregelintegrator **18**. Hierdurch wird in der Current-Mode-Schaltung **6** das Tastverhältnis von Ein- zu Ausschaltdauer des 60-kHz-Taktes so lange verringert, bis die Ausgangshochspannung  $U_a$ , vom Regelkreiskomparator **17** erkannt, dem Wert der vorgegebenen Eingangssteuerspannung  $U_s$  entspricht. Dieses

verminderte Tastverhältnis wird mit dem Primärsteuerschalter **20** bei Erreichen der Ausgangsspannung von 2.000 V wieder an den Leistungsschalter **21** geschaltet. Der Takt bleibt dann während der gesamten Impulsdauer von +2 V am Sollspannungseingang **15** auf den Schalter **21** durchgeschaltet, sofern die Ausgangshochspannung  $U_a$  während dieser Zeit 2.000 V beträgt, so dass nur eine kleine Regelabweichung am Eingang des Differenzregelintegrators **18** auftritt.

**[0030]** Sobald der Sollwertimpuls  $U_s$  dann wieder auf +6 V ansteigt, ergibt sich wieder eine positive Differenzspannung am Soll-Ist-Komparator **17** und am Differenzregelintegrator **18**, so dass die eingangs beschriebene Eingangsspannungsverstärkung bzw. Ausgangsspannungsregelung erneut wieder abläuft. In der Praxis hat sich gezeigt, dass diese Ausgangsspannungsregelung bei vorgegebenen Sollwertspannungsänderungen bis 1 kHz weitgehend verzerrungsfrei und zeitgleich erfolgt, so dass damit vorzugsweise ERF-Ventile und -Zylinder ansteuerbar sind, die schnelle Steuerungen ermöglichen sollen. Die vorgegebenen Sollspannungsverläufe  $U_s$  können auch dreieckförmig, sinusförmig oder in davon abgewandelten Spannungsformen als Ausgangshochspannung  $U_a$  geregelt werden. Insbesondere hat sich gezeigt, dass durch den hochspannungsgeregelten Kaskodenstrom auch bei steil abfallender Sollspannungsänderung  $U_s$  die Ausgangsspannung  $U_a$  dieser weitgehend verzerrungsfrei folgt, da der zunehmende Kaskodenstrom den abnehmenden Ausgangsstrom ausgleicht, so dass die Ausgangshochspannung  $U_a$  relativ schnell abfällt. Dies wird durch den Hochspannungstransformator **2**, der Intermittierenden-Current-Mode-Steuerung **6a** und der gesteuerten Kaskodenschaltung **12** erreicht.

**[0031]** In [Fig. 2](#) sind im geregelten Hochspannungsnetzteil nach [Fig. 1](#) zusätzlich noch Schaltungen als Teil der Intermittierenden-Current-Mode-Steuerung **6a** zur weiteren Verbesserung des Klirrfaktors dargestellt, die im wesentlichen aus einer zweiten Stromsenke **35**, einem Anstiegskomparator **36** zur Erfassung eines schnellen Anstieges und einem Abfallkomparator **37** zur Erfassung eines schnellen Abfalles. Dabei ist der Anstiegskomparator **36** eingangsseitig parallel zum Regelkreiskomparator **17** geschaltet und ausgangssseitig über einen elektronischen Anstiegsschalter **39** mit der Current-Mode-Schaltung **6** verbunden, wobei der Anstiegsschalter **39** wechselseitig entweder dem Anstiegskomparator **36** oder dem Differenzregelintegrator **18** mit der Current-Mode-Schaltung **6** verbindet.

**[0032]** Der schnelle Abfallskomparator **37** ist eingangsseitig ebenfalls parallel zum Regelkreiskomparator **17** geschaltet und steuert ausgangssseitig einen zweiten elektronischen Schalter **38**, der eine zweite Stromsenke **35** parallel zur ersten Stromsenke **12** schaltet.

**[0033]** Wird nun beispielsweise wiederum ein rechteckförmiger Sollspannungsimpuls von +2 V auf +6 V auf den Sollspannungseingang **15** gelegt, so wird durch den Anstiegskomparator **36** und den elektronischen Anstiegsschalter **39** der Differenzregelintegrator **18** von der Current-Mode-Schaltung **6** getrennt und ein steileres Anstiegssignal der Current-Mode-Schaltung **6** zugeführt. Dadurch wird das Tastverhältnis durch die Current-Mode-Schaltung **6** schlagartig stark vergrößert, so dass der Übertrager mehr Energie an die Last liefert und somit die Ausgangsspannung  $U_a$  schneller ansteigt. Unterschreitet die Spannungsdifferenz am Anstiegskomparator **36** einen vorgegebenen Wert, so wird durch den Anstiegsschalter **39** der Differenzregelintegrator **18** wieder an die Current-Mode-Schaltung **6** gelegt und die Regelung folgt wiederum dem vorbeschriebenen Verlauf nach [Fig. 1](#).

**[0034]** Fällt nun beispielsweise die Sollsteuerspannung wieder von +6 V auf +2 V ab, so wird die Spannungsänderung von dem Abfallkomparator **37** erfaßt. Ab einem vorgegebenen Differenzwert schaltet der Abfallkomparator **37** nun über den zweiten elektronischen Schalter **38** die zweite Stromsenke **35** parallel zum Verluststromkreis **12**. Dadurch wird der Verluststrom im Sekundärkreis augenblicklich erhöht, so dass die Ausgangsspannung schneller abfällt. Unterschreitet hingegen die Spannungsdifferenz am Eingang des Abfallkomparators **37** wieder den vorgegebenen Wert, so wird der zweite elektronische Schalter **38** wieder geöffnet und die Ausgangsspannungsabsenkung erfolgt weiter wie bereits zu [Fig. 1](#) beschrieben.

**[0035]** In [Fig. 2](#) sind im geregelten Hochspannungsnetzteil **1** zusätzlich noch Schaltungen zur Überlast- und Lichtbogenerkennung dargestellt. Dabei wird der Transformatorsekundärstrom überwacht, der die Summe aus Laststrom und Kaskodenstrom ist. Dieser Transformatorsekundärstrom wird an einem zusätzlichen Widerstand **25** zwischen den Sekundärwicklungen **7**, **8** und dem Belastungskondensator **11** erfaßt. Eine derartige Überlasterkennung wird zum Schutz des Hochspannungstransformators eingesetzt, wenn der Gesamtstrom in den Sekundärwicklungen **7**, **8** zu hoch wird. Bei Steuerelementen **16** mit elektro-rheologischen Flüssigkeiten kann sich der Gesamtstrom erhöhen, wenn die elektro-rheologischen Flüssigkeiten sich erhitzen, da hierdurch der Innenwiderstand der Flüssigkeit niedriger wird. Dazu wird der Transformatorsekundärstrom über ein Hüllkurven bildendes Besselfilter **26** und einem schnellen Stromfilter **40** einem statischen Überlastkomparator **27** zugeführt und dort auf einen ausgangsspannungsabhängigen Grenzwert hin überwacht. Bei Überschreitung des vorgegebenen Grenzwertes wird primärseitig die eingespeicherte Energie während der Überschreitung reduziert. Dazu ist eine Reduzierschaltung **28** vorgesehen, die

durch Verlängerung der Ausschaltdauer die Taktfrequenz niedrig schaltet, wodurch die Energieeinspeicherung im Verhältnis weniger oft erfolgt. Hierdurch kann abhängig von der Überlast nach einem vorgesehenen Zeitfenster der Grenzwert wieder unterschritten sein, so dass die Ausgangsspannungsregelung wieder in den Normalzustand zurückkehrt. Dadurch wird vorteilhafterweise eine Fortsetzung der Ansteuerung der ERF-Steuer-elemente gewährleistet, so dass es zumindest bei kurzzeitigen Netzteilüberlastungen zu keiner Unterbrechung kommt. Sollte die Überlastung eine vorgegebene Zeitdauer überschreiten, so könnte auch eine Abschaltung des Hochspannungsnetzteils **1** vorgesehen werden, wobei nach weiteren vorgegebenen Zeitabschnitten auch ein erneuter selbsttätiger Softstart erfolgen könnte.

**[0036]** Bei Steuerelementen mit elektro-rheologischen Flüssigkeiten kann es beispielsweise durch Verunreinigungen in der Flüssigkeit auch zu Lichtbogenüberschlägen zwischen den Elektroden kommen, die bei Nichtlöschung zu Schäden an den Elektroden oder den Steuerelementen **16** führen. Deshalb ist eine Lichtbogenerkennung im Hochspannungsnetzteil **1** vorgesehen, die einen derartigen Lichtbogenüberschlag von einer betriebsgemäßen Stromüberhöhung unterscheiden kann. Dazu bildet ein weiteres, schnelleres Besselfilter **41** zunächst die Hüllkurve des Transformatorsekundärstromes. Dieser Strom wird auf einen intern einstellbaren Grenzwert hin überwacht. Übersteigt der Hüllkurvenstrom den Grenzwert auch nur kurzzeitig, so muß es sich um eine unerwünschte Überlast oder einen Lichtbogenkurzschluß handeln. Dazu ist ein Lichtbogenkomparator **31** nach dem schnellen Besselfilter **41** vorgesehen, der die schnellen Stromerhöhungen erfaßt. Diese schnellen Stromerhöhungen werden in dem Komparator **31** mit einem vorgegebenen Grenzwert verglichen und bei Überschreitung wird das Netzteil **1** für eine festzulegende Zeit kurzfristig ausgeschaltet. Dazu sind ein Zeitfensterglied **29** und ein Zähler **32** vorgesehen, mit dem die Anzahl der Lichtbogen pro vorgegebenem Zeitraum bzw. Zeitfenster gezählt werden. Bei Überschreitung einer vorgegebenen Anzahl von beispielsweise ein bis fünfzehn wird das Netzteil **1** dauerhaft ausgeschaltet. Sind diese vorgegebenen Abschaltungen erreicht, wird gleichzeitig in einer Softstartschaltung **30** ein Softstart verhindert, so dass das Netzteil **1** erst wieder durch einen Ein/Aus-Taster **33** manuell gestartet werden kann.

### Patentansprüche

1. Hochspannungsnetzteil, insbesondere zur Ansteuerung von Steuerelementen (**16**) mit elektro-rheologischen Flüssigkeiten (ERF), bestehend aus:  
– einer Spannungswandlerschaltung mit einem Hochspannungstransformator (**2**), der im Hochspannungssekundärkreis mindestens zwei in Reihe geschaltete Wicklungen (**7**, **8**), welche durch mindes-

tens eine Ladediode (**9**, **10**) entkoppelt sind, und im Niederspannungsprimärkreis einen Leistungsschalter (**21**) aufweist, welcher mit einer vorgegebenen Schalttaktfrequenz geschaltet wird, und  
– einer Steuer- und Regelschaltung zur Regelung einer Ausgangshochspannung ( $U_a$ ), welche das Tastverhältnis der Schaltakte abhängig von einer Differenzspannung, die aus einer Soll-/Steuerspannung ( $U_s$ ) und einem Spannungswert, der einem Istwert der Ausgangshochspannung ( $U_a$ ) proportional ist, gebildet wird, und/oder von einem gemessenen Primärstrom einstellt,

**dadurch gekennzeichnet,**

dass die Steuer- und Regelschaltung eine intermittierende Current-Mode-Steuerung (**6a**) mit einer intermittierenden Current-Mode-Regelschaltung (**6**) und einem Differenzregelintegrator (**18**) aufweist, dass dem einen Eingang des Differenzregelintegrators (**18**) der dem Istwert der Ausgangshochspannung ( $U_a$ ) proportionale Spannungswert und dem anderen Eingang des Differenzregelintegrators (**18**) die Soll-/Steuerspannung ( $U_s$ ) zugeführt wird, dass im Hochspannungssekundärkreis mindestens ein Entladekondensator (**11**) vorgesehen ist, der mit einer zuschaltbaren Stromsenke (**12**) belastbar ist, wobei die Stromsenke (**12**) als Kaskodenschaltung ausgebildet ist, und  
dass zur Steuerung der Belastung durch die Stromsenke (**12**) eine Pulsformerschaltung (**14**) vorgesehen und so ausgebildet ist, dass bei einer großen Ausgangshochspannung ( $U_a$ ) ein verhältnismäßig kleiner und bei einer niedrigen Ausgangshochspannung ( $U_a$ ) ein verhältnismäßig großer Strom über die Stromsenke (**12**) fließt, wobei die Verlustleistung der Belastung durch die Stromsenke (**12**) in etwa konstant ist.

2. Hochspannungsnetzteil nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Stromsenke (**12**) über Schaltelemente (**19**) an den Entladekondensator (**11**) schaltbar ist.

3. Hochspannungsnetzteil nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Steuer- und Regelschaltung einem Regelkreiskomparator (**17**) aufweist, an dessen einem Eingang der dem Istwert der Ausgangshochspannung ( $U_a$ ) proportionale Spannungswert und an dessen anderem Eingang die Soll-/Steuerspannung ( $U_s$ ) anliegt, und dass durch den Regelkreiskomparator (**17**) die Schaltelemente (**19**) steuerbar sind, wobei die Schaltelemente (**19**) nur dann geschlossen sind, wenn der Istwert der Ausgangshochspannung ( $U_a$ ) größer als die Soll-/Steuerspannung ( $U_s$ ) ist.

4. Hochspannungsnetzteil nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass durch das Ausgangssignal des Regelkreiskomparators (**17**) eine Unterbrechung des Niederspannungsprimärkreises gesteuert wird, wobei der Niederspannungsprimärkreis jeweils

für den Zeitraum unterbrochen wird, an dem der Istwert der Ausgangshochspannung ( $U_a$ ) größer als die Soll-/Steuer Spannung ( $U_s$ ) ist.

5. Hochspannungsnetzteil nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass in der Steuer- und Regelschaltung ein Anstiegs-komparator (**36**) vorgesehen ist, der bei einem vorgegebenen großen steilen Anstieg der Soll-/Steuer-spannung ( $U_s$ ) für die Zeitdauer einer Spannungsab-weichung, die größer als ein vorgegebener Grenzwert ist, ein Regelsignal für ein erhöhtes Tastver-hältnis an die intermittierenden Current-Mode-Regel-schaltung (**6**) abgibt, und dass der Differenzregelinte-grators (**18**) von der intermittierenden Current-Mode-Regelschaltung (**6**) für diese Zeitdauer getrennt wird.

6. Hochspannungsnetzteil nach einem der vor-hergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass in der Steuer- und Regelschaltung ein Abfall-komparator (**37**) vorgesehen ist, der bei einem vor-gegebenen großen steilen Abfall der Soll-/Steuer-spannung ( $U_s$ ) für die Zeitdauer einer vorgegebenen Spannungsabweichung, die größer als ein vorgege-bener Grenzwert ist, eine zusätzliche Belastung des Hochspannungssekundärkreises einschaltet.

7. Hochspannungsnetzteil nach einem der vor-hergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass zur Lichtbogenabschaltung ein schnelles Filter (**41**) und ein Lichtbogenkomparator (**31**) vorgesehen sind, über die schnelle Stromerhöhungen im Hoch-spannungssekundärkreis erfasst werden, und dass bei Überschreitung eines vorgegebenen Grenzwertes der Niederspannungsprimärkreis für einen vorge-gebenen Zeitraum unterbrochen wird.

8. Hochspannungsnetzteil nach Anspruch 8, da-durch gekennzeichnet, dass zur Lichtbogenabschal-tung eine Zählerschaltung vorgesehen ist, die die An-zahl der Unterbrechungen pro vorgegebenem Zeit-raum durch ein Zeitfensterglied (**29**) und einen Zähler (**32**) erfasst und mit einer vorgegebenen Anzahl vergleicht und bei Erreichen der vorgegebenen An-zahl eine selbsttätige Einschaltung des Niederspan-nungsprimärkreises verhindert.

9. Hochspannungsnetzteil nach einem der vor-hergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass zur Überlasterkennung über ein Hüllkurven bildendes Filter (**26**) und ein schnelles Stromfilter (**40**) der mittlere Gesamtsekundärstrom ermittelt und durch einen statischen Überlastkomparator (**27**) er-fasst wird, der den Gesamtsekundärstrom mit einem vorgegebenen Grenzwert vergleicht und bei dessen Überschreitung bewirkt, dass die Energieeinspeiche-rung im Niederspannungsprimärkreis um einen vor-gegebenen Faktor verringert wird.

Es folgen 2 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

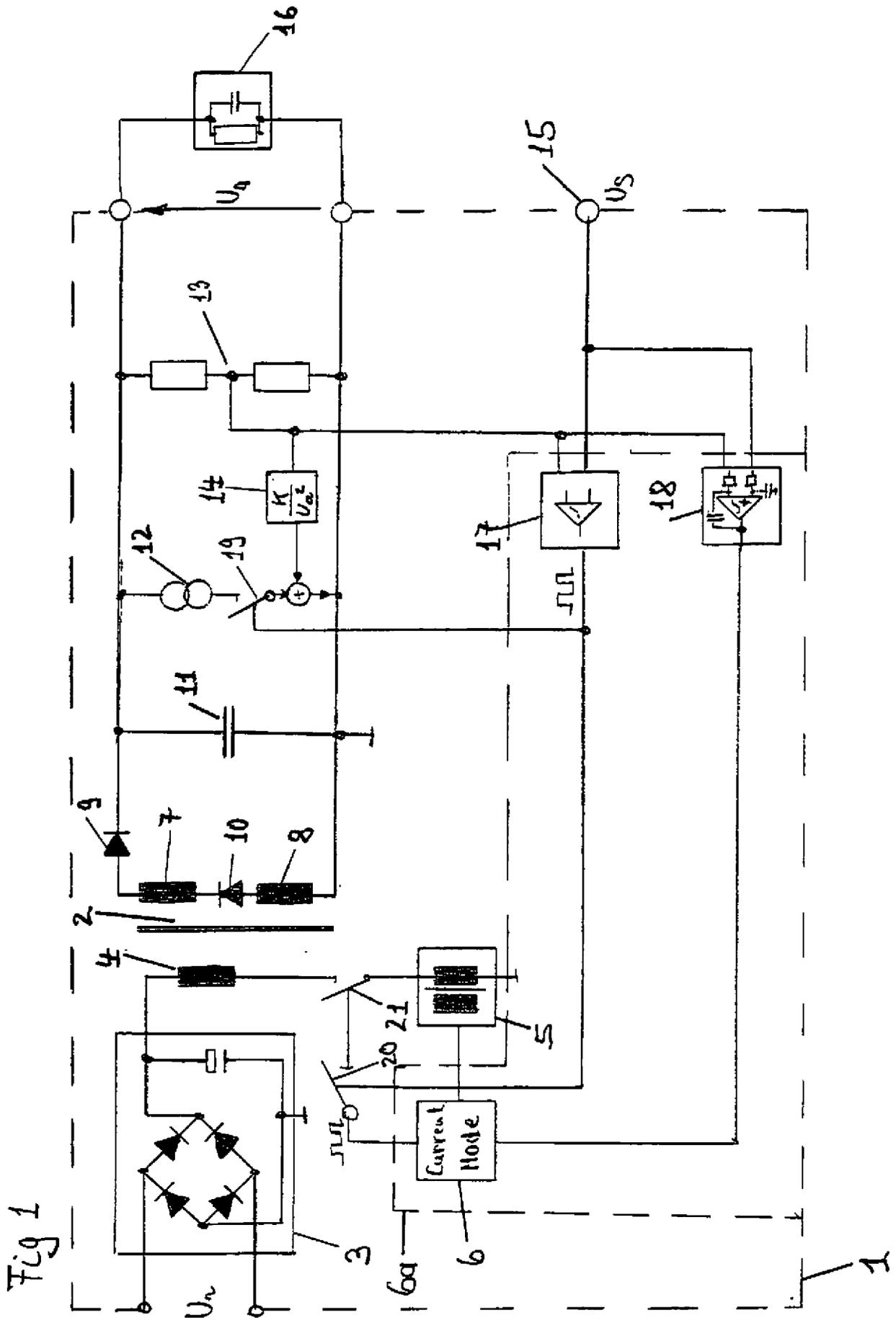


Fig 2

