



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 600 06 046 T2 2004.05.19**

(12)

## Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 077 591 B1**

(51) Int Cl.7: **H05B 41/14**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **600 06 046.2**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **00 116 154.6**

(96) Europäischer Anmeldetag: **01.08.2000**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **21.02.2001**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **22.10.2003**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **19.05.2004**

(30) Unionspriorität:

**377471            19.08.1999    US**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT,  
LI, LU, MC, NL, PT, SE**

(73) Patentinhaber:

**Osram Sylvania Inc., Danvers, Mass., US**

(72) Erfinder:

**Trestman, Grigoriy A., Salem, US; Bay, David L.,  
Danvers, US**

(74) Vertreter:

**derzeit kein Vertreter bestellt**

(54) Bezeichnung: **Vorschaltgerät für Starkstromgasentladungslampe**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

**Beschreibung**

## ERFINDUNGSGEBIET

[0001] Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung und ein Verfahren zum Bereitstellen hochfrequenter konstanter Leistung durch einen elektronischen Vorschaltkreis für eine Hochintensitätsentladungslampe ((HID)-Lampe). Insbesondere wird ein Wechselrichter, der dafür verwendet wird, der HID-Lampe ein Wechselstromsignal zu liefern, mit einer Frequenz betrieben, die über einer Resonanzfrequenz eines Parallelresonanzkreises liegt.

## ALLGEMEINER STAND DER TECHNIK

[0002] Bekannte HID-Lampenschaltungen arbeiten in verschiedenen Frequenzbereichen. Niederfrequent schaltende Vorschaltkreise (Rechteckwelle), wie etwa diejenigen, die im Bereich 100–200 Hz arbeiten, erfordern Zündkreise und eine komplexe Konstantleistungssteuerung. Außerdem ist die Baugröße der bei einer niederfrequenten Implementierung erforderlichen Komponenten unakzeptabel groß.

[0003] Mit Mittelfrequenz schaltende Vorschaltgeräte, wie etwa diejenigen, die im Frequenzbereich 10–100 kHz mit einer Resonanzzündung arbeiten, erfordern komplexe Steuerschaltungen, um eine Lichtbogeninstabilität zu erfassen und die Frequenz zu modulieren. Ein Beispiel einer derartigen Schaltung wird in dem am 22. April 1997 an Caldeira et al. erteilten US-Patent Nr. 5,623,187 beschrieben. Das in diesem Patent beschriebene System enthält eine komplexe Schaltung, die erforderlich ist, um die Arbeitsfrequenz der Wechselrichterschaltung zu erfassen und zu justieren, um eine akustische Resonanz des Entladungslichtbogens zu vermeiden.

[0004] Aus anderen Literaturstellen, wie etwa dem am 17. Februar 1998 an Vitello erteilten US-Patent Nr. 5,719,474 und dem am 15. Dezember 1998 an Zhu et al.

[0005] erteilten US-Patent Nr. 5,850,127 sind Lampenschaltungen bekannt, die bei bis zu 100 kHz arbeiten. Die Schaltung von Vitello erfordert einen Mikroprozessor zur Steuerung der Wechselrichterschaltung, und keines der Patente verwendet die einem Transformatorausgang inhärente Streuinduktivität als Einrichtung zum Regulieren eines Stroms.

[0006] Das am 2. März 1999 an Hesterman et al. erteilte US-Patent Nr. 5,877,592 beschreibt einen Vorschaltkreis, der im Bereich 40–50 kHz arbeitet und in den Lampenverbindungen induktive Elemente enthält. Das System basiert jedoch zum Schalten von der Vorwärmphase auf einer Zeitgeberschaltung und arbeitet nicht auf eine Weise, bei der der Wechselrichter ohne von seiner Steuerschaltung gesteuert zu werden arbeiten kann, bis sich die Lampe erwärmt.

[0007] Alle obigen Patente beschreiben elektronische Vorschaltkreise für Lampen, die in einem Frequenzbereich von bis zu 100 kHz arbeiten. Keine der

Schaltungen arbeitet im Bereich von 300 kHz, und keine ist in Verbindung mit einer Transformatorausgangsschaltung mit einer hohen Streuinduktivität und einer Arbeitsfrequenz des Wechselrichters ausgelegt, die die Resonanzfrequenz des Parallelresonanzkreises übersteigt.

[0008] Aus US-A-4,717,863 ist ein Vorschaltkreis für eine Fluoreszenzlampe bekannt, die einen Wechselrichter und einen Ausgangstransformator umfaßt, wobei die Primärwicklung mit einem Ausgangskondensator einen schwingenden Parallelresonanzkreis und einen Wechselrichtersteuerkreis bildet.

[0009] Aus US-A-4,560,908 ist ein Vorschaltkreis für Fluoreszenzlampen bekannt, die einen Wechselrichter und einen Ausgangstransformator umfaßt, wobei die Sekundärwicklung mit einem Ausgangskondensator einen schwingenden Parallelresonanzkreis bildet. Die Sekundärwicklung fungiert als eine Streureaktanz oder Streuinduktivität.

## OFFENBARUNG DER ERFINDUNG

[0010] Eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht in der Bereitstellung eines verbesserten Verfahrens und Systems zum Betreiben einer HID-Lampe.

[0011] Eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht darin, die Nachteile des Stands der Technik zu überwinden, indem eine verbesserte Vorrichtung und ein verbessertes Verfahren bereitgestellt wird, um durch einen elektronischen Vorschaltkreis einer HID-Lampe hochfrequente konstante Leistung zu liefern.

[0012] Noch eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht in der Bereitstellung eines verbesserten Systems und eines verbesserten Verfahrens zum Bestromen einer HID-Lampe mit hochfrequenter elektrischer Leistung, damit eine elektrische Leistungsgrundfrequenz über der höchsten akustischen Lampenresonanzfrequenz erreicht und Probleme vermieden werden, die mit dem Betrieb bei akustischen Resonanzfrequenzen der Lampe oder in der Nähe dieser verbunden sind.

[0013] Noch eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht in der Bereitstellung einer verbesserten Vorrichtung und eines verbesserten Verfahrens zum Betreiben über der höchsten akustischen Lampenresonanzfrequenz, wodurch der Aufbau des Vorschaltgeräts stark vereinfacht und die Kosten des Vorschaltgeräts reduziert werden.

[0014] Eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht in der Bereitstellung einer elektronischen Lampenschaltung mit einem Transformatorausgang mit einem hohen Streuinduktivitätswert, um folgendes bereitzustellen: a) Resonanzverstärkung der Ausgangsspannung während der Zündphase des Betriebs, b) induktive Strombegrenzung während des Aufwärmens und c) verlustloses Schalten des Wechselrichters bei normalem Lampenbetrieb.

[0015] Eine zusätzliche Aufgabe der vorliegenden

Erfindung besteht in der Bereitstellung einer verbesserten Vorrichtung und eines verbesserten Verfahrens zum Liefern hochfrequenter Leistung an eine Lampenschaltung, um die Geschwindigkeit des Zündens und des Aufwärmens zu vergrößern.

[0016] Noch eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht darin, alles bisher erwähnte unter Verwendung einer vereinfachten Schaltung bereitzustellen, die kleinere und preiswertere Komponenten verwendet.

[0017] Die Erfindung erreicht diese und weitere Aufgaben durch die Bereitstellung eines verbesserten Systems und verbesserten Verfahrens, die sich beim Betrieb einer HID-Lampe eignen. Genauer gesagt enthält eine HID-Lampenschaltung einen Transformatorausgang mit einer hohen Streuinduktivität. Ein Wechselrichterkreis liefert Wechselstromleistung durch den Transformator mit einer Frequenz, die höher ist als die Resonanzfrequenz des Parallelresonanzkreises, der durch einen Ausgangskondensator und die Streuinduktivität des Transformators gebildet wird, wodurch man mit einer vereinfachten Schaltung ein schnelles Zünden und Aufwärmen erreicht.

#### KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNG

[0018] Unter Bezugnahme auf die beigefügte Zeichnung, die eine schematische Schaltungsdarstellung einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist, kann man die vorliegende Erfindung gut verstehen.

#### AUSFÜHRUNGSWEISE FÜR DIE ERFINDUNG

[0019] Zum besseren Verständnis der vorliegenden Erfindung zusammen mit anderen und weiteren Aufgaben, Vorteilen und Fähigkeiten dieser wird auf die folgende Offenbarung und die beigefügten Ansprüche in Verbindung mit der obenbeschriebenen Zeichnung Bezug genommen.

[0020] Die Zeichnung veranschaulicht eine Schaltung, die so ausgelegt ist, daß sie eine HID-Lampe **5** zündet, indem sie von einer Stromquelle durch einen Wechselrichterkreis **4**, der mindestens einen Wechselrichtersteuereingang und Transformator T3 aufweist, Strom an die Lampe **5** liefert, wobei der Wechselrichterkreis **4** mit einer Frequenz arbeitet, die höher ist als eine Resonanzfrequenz eines schwingenden Parallelresonanzkreises, der durch den Transformator T3 und einen Ausgangskondensator C5 gebildet wird. Diese Resonanzfrequenz beträgt in der Regel 300 kHz. Der Transformator T3 weist eine erste Wicklung auf, die an einen Ausgang des Wechselrichterkreises angeschlossen ist. Der Kreis wärmt die Lampe auf, indem er einen Strom in der Lampe **5** erhöht, bis er eine vorbestimmte normale Arbeitsspannung erreicht. Eine Steuerschaltung reguliert den der Lampe **5** während des normalen Betriebs zugeführten Strom, um einen vorbestimmten Leistungspegel aufrechtzuerhalten. Die Steuerschaltung ist zwischen

die Stromquelle und den Wechselrichter **4** sowie an mindestens einen Wechselrichtersteuereingang des Wechselrichters **4** geschaltet. Bei der vorliegenden Erfindung beträgt die Startzeit der Lampe in der Regel 1 Minute.

[0021] Das elektronische Vorschaltgerät der HID-Lampe wird durch eine Wechselstromleitung bestrahlt. Das Vorschaltgerät steuert den der Gasentladungslampe **5** zugeführten elektrischen Strom und liefert die Spannung und den Strom, die zum Zünden, Aufwärmen und für den normalen Betrieb der Lampe **5** erforderlich sind. Ein EMI-Leitungsfiler **1** nimmt die Wechselstromleitung auf, reduziert die geleitete Interferenz und liefert sein Ausgangssignal an einen Brückengleichrichter **2**. Der Brückengleichrichter **2** liefert ein gleichgerichtetes sinusförmiges Ausgangssignal an einen Leistungsfaktorkorrekturkonverter (PFC-Konverter) **3**. Der PFC-Konverter **3** reduziert die harmonische Verzerrung der Leitung und erzeugt eine konstante Gleichspannung Vout. Vout wird an den Vollbrückenwechselrichter **4** mit einem Transformator-T3-Ausgang angelegt. Ein Anschluß von Vout verläuft durch das Strommeßelement R1.

[0022] Der Wechselrichter **4** erzeugt eine Wechselspannung mit einer festen Frequenz, die durch eine ZVS-Phasenverschiebungssteuerung **6** (ZVS = zero voltage switching = Nullspannungsschaltung) bestimmt wird. Bei der Phasenverschiebungssteuerung **6** kann es sich beispielsweise um eine Komponente Unitrode UC1875 handeln. Die UC1875-Familie integrierter Schaltungen implementiert eine Steuerung der Brückenleistungsstufe durch Phasenverschiebung des Schaltens einer Halbbrücke bezüglich der anderen, was eine Impulsbreitenmodulation mit konstanter Frequenz mit schwingendem Nullspannungsumschalten gestattet, damit man bei hohen Frequenzen eine hocheffiziente Leistung erhält.

[0023] Eine Sekundärwicklung W2 des Transformators T3 ist an eine parallele Anordnung aus einem Kondensator C5 und einer Gasentladungslampe **5** angeschlossen. Der Ausgangstransformator T3 kann unter Einsatz von E-förmigen Kernen mit einer Spule konstruiert sein, auf der die Wicklungen getrennt gewickelt sind.

[0024] Der Wechselrichter **4** enthält Transformatoren T1 und T2, die jeweils eine erste, zweite und dritte Wicklung aufweisen. Die erste Wicklung von T1 ist an Ausgangsanschlüsse Out A und Out B der Phasenverschiebungssteuerung **6** angeschlossen. Die erste Wicklung von T2 ist an Ausgangsanschlüsse Out C und Out D der Phasenverschiebungssteuerung **6** angeschlossen. Die Wicklungsknoten, an die Out A und Out C angeschlossen sind, sind mit einem Punkt gekennzeichnet, der den magnetischen Beginn der Wicklung angibt.

[0025] Schalter S1 und S3 sind genau wie die Schalter S2 und S4 in Reihe zwischen den Spannungsschienen des Wechselrichters **4** angeordnet. Die Phase der Wicklungen der Transformatoren T1 und T2 ist so, daß die Transistoren S2 und S3 sper-

ren, wenn die Transistoren S1 und S4 durchgeschaltet sind. Die Schalter sind mit ihren entsprechenden Körperdioden D1–D4 und parasitären Ausgangskapazitäten C1–C4 gezeigt. Die Gates von S1 und S2 sind mit magnetischen Starts (mit einem Punkt versehene Knoten) der zweiten Wicklungen der Transformatoren T1 bzw. T2 verbunden. Die Gates von S3 und S4 sind mit nicht mit einem Punkt versehene Knoten der dritten Wicklungen der Transformatoren T1 bzw. T2 verbunden. Keinen Punkt aufweisende Knoten der zweiten Wicklungen von T1 und T2 sind zwischen S1/S3 bzw. S2/S4 geschaltet. Mit einem Punkt versehene Knoten der dritten Wicklungen von sowohl T1 als auch T2 sind mit der unteren Spannungsschiene des Wechselrichters **4** verbunden. Die Knoten von W1 sind zwischen S1/S3 und S2/S4 geschaltet.

[0026] Eine den Wechselrichter **4** mit der Phasenverschiebungssteuerung **6** verbindende Meßschaltung enthält einen Abtastwiderstand R1 sowie die Reihenanzordnung aus R2, R3, R4 und C7, die mit dem Anschluß EA Out der Phasenverschiebungssteuerung **6** verbunden ist. EA- der Phasenverschiebungssteuerung **6** ist zwischen R3 und R4 geschaltet. C6 ist parallel zu R1/R2 angeordnet. Ein veränderlicher Widerstand R9 ist zwischen Vref und GND geschaltet, wobei der Abgriff an EA+ angeschlossen ist.

[0027] Innerhalb der Phasenverschiebungssteuerung **6** werden das Spannungssignal vom Strommeßelement R1 und die bei EA+ durch den veränderlichen Widerstand R9 gelieferte programmierte Spannung zum Vergleich dem internen Steuerchipfehlerverstärker EA zugeführt. Ein Ausgang des Fehlerverstärkers ist an den Anschluß EA Out sowie an eine Phasenverschiebungs- und Zeitverzögerungsschaltung in der Phasenverschiebungssteuerung **6** angeschlossen. Die Phasenverschiebungs- und Zeitverzögerungsschaltung liefert die Signale Out A-Out D der Phasenverschiebungssteuerung **6**. Die Steuer Schleife hält den Wechselrichtereingang während der normalen Betriebsphase der Lampe konstant, indem sie Out A-Out D justiert, um den Wechselrichter **4** zu steuern. Wegen der konstanten Spannung am Wechselrichtereingang und der konstanten Effizienz bleibt der Stromverbrauch durch die Lampe ungefähr konstant. Ein maximaler Strom wird erzielt, wenn das Tastverhältnis des Signals von der Phasenverschiebungs- und Zeitverzögerungsschaltung 100 beträgt. Ein reduziertes Tastverhältnis reduziert den Strom zu der Last. Die typische HID-Lampenspannung beim Betrieb beträgt 70–100 Volt.

[0028] Damit die Ausgangsspannung des Transformators T3 beim Zünden schnell ansteigen kann, wird eine Zündschaltung benötigt, um den Fehlerverstärker (EA) der Phasenverschiebungssteuerung **6** vorübergehend zu sperren. Ein FET-Schalter S5, die Wicklung W3 des Transformators T3, eine Diode D5, ein Speicherkondensator C8 und ein Zündphasenspannungswiderstandsteiler R5/R6 führen diese

Funktion aus. Die Wicklung W3 ist in unmittelbarer Nähe zu der Sekundärwicklung W2 des Transformators T3 angeordnet. Die Knoten von W3 sind mit Masse und der Anode von D5 verbünden. Der Speicherkondensator C8 ist an die Kathode von D5 und Masse angeschlossen. Der Spannungsteiler R5/R6 ist an einer Stelle zwischen C8 und D5 mit Masse verbunden. Die Gateelektrode von S5 ist zwischen R5 und R6 geschaltet. S5 verbindet den Punkt zwischen R2 und R3 mit Masse.

[0029] Zur Bereitstellung eines Fehlerschutzes ist eine zusätzliche Schaltung vorgesehen, um die Phasenverschiebungssteuerung **6** im Fall einer sehr hohen Spannung abzuschalten. Dazu ist parallel zu C8 ein Überspannungsschutz-Spannungswiderstandsteiler R7/R8 angeordnet. Der Punkt zwischen R7 und R8 ist mit dem Anschluß CS+ der Phasenverschiebungssteuerung **6** verbunden. Eine Zeitgeberschaltung kann zwischen R7/R8 und CS+ angeordnet sein. Die Zeitgeberschaltung kann einen Flipflop enthalten.

[0030] Die HID-Lampe weist drei Betriebsphasen auf: Zünden der Entladung, Aufwärmen und normaler Betrieb. Während der verschiedenen Phasen sind die Anforderungen hinsichtlich elektrischer Energie vom Vorschaltgerät unterschiedlich.

[0031] Um das Gas in der Lampe zu durchschlagen und eine Entladung einzuleiten, muß das Vorschaltgerät während der Zündphase eine Spannung im Kilovoltbereich liefern. Während der auf die Zündung folgenden Aufwärmphase beträgt die Lampenspannung die Hälfte bis ein Drittel der Spannung bei normalem Betrieb und das Vorschaltgerät muß einen größeren Strom liefern, um die Aufwärmzeit zu verkürzen.

[0032] Bei normalem Betrieb sollte das Vorschaltgerät der Lampe eine konstante Leistung liefern. Dies wird dadurch erreicht, daß die Spannung am Ausgang von PFC **3** auf einer konstanten Gleichspannung liegt und der Strom 30 zur Last auf einem konstanten Pegel gehalten wird.

[0033] Die vorliegende Erfindung stellt alle diese Anforderungen mit einer kleinsten Anzahl von Komponenten bereit, wobei sie eine einfache Steuerstruktur verwendet. Sie verwendet einen durch eine ZVS-Phasenverschiebung gesteuerten Wechselrichter, der bei hoher Frequenz (z. B. 320 kHz) arbeitet und einen Transformatorausgang und eine indirekte Leistungssteuerung besitzt. Wenn die Frequenz des Wechselrichters höher liegt als die Resonanzfrequenz des Parallelresonanzkreises, erscheint das Ausgangssignal statt als eine kapazitive Last als eine induktive Last. Diese Lösung liefert neben den Vorteilen der Einfachheit und der minimalen Kosten zusätzliche Vorteile wie isolierter Ausgang und geringe Größe.

[0034] Der Transformator T3 ist mit einer übermäßig großen Streuinduktivität ausgelegt, wodurch er eine induktive Komponente für den schwingenden Parallelresonanzkreis bereitstellt. Während der verschie-

denen Phasen des Lampenbetriebszyklus führt die Streuinduktivität des Transformators im Vorschaltgerät verschiedene Funktionen aus.

[0035] Der Betrieb der dargestellten Schaltung wird nun im Hinblick auf die verschiedenen Phasen des Lampenbetriebs in der nach dem Einschalten ausgeführten Reihenfolge beschrieben.

#### Zündphase

[0036] Die vorliegende Erfindung verwendet eine Resonanzzündung. Während der Zündphase bildet die Streuinduktivität des Transformators T3 mit dem Ausgangskondensator C5 den schwingenden Parallelresonanzkreis, wobei die Resonanzfrequenz geringfügig unter der Betriebsfrequenz des Wechselrichters liegt. Beim Anlaufen des Vorschaltgeräts steigt die Amplitude der Wechselspannung an der Lampe wegen des Resonanzeffekts schnell an, bis der elektrische Durchschlag des Gases in der Lampe eintritt. Die abgegebene Spannung und der abgegebene Strom erreichen schnell erhebliche Werte im Bereich 1-10 kV und 0,5-5 A. Damit der Wechselrichter diese Werte erreichen kann, muß die Steuerschleife beim Zünden gesperrt sein.

[0037] Die Diode D5 und der Speicherkondensator C8 bilden einen Spitzenspannungsdetektor. Die Gleichspannung am Kondensator C8 ist proportional zur Amplitude der Wechselspannung an der Wicklung W2. Diese Spannung wird durch das Spannungsteilernetz R5/R6 geteilt und an die Gateelektrode des FET-Schalters S5 angelegt. Wenn die Gateelektrode von S5 ihren Schwellwert erreicht, schaltet der FET S5 durch. Der FET S5 dient dazu, das Signal vom Stromnetzwidestand R1 zu blockieren, so daß die Phasenverschiebungssteuerung **6** das größte Tastverhältnis liefert und die schwingende Spannung und den schwingenden Strom nicht begrenzt. Der Transistor S5 bleibt die ganze Zeit leitend, wenn die Spannung an der Wicklung W2 hoch bleibt.

[0038] Im Fall eines heißen Neustarts oder bei Fehlen der Lampe **5** in der Fassung kann die Spannung am Vorschaltgerätausgang sehr hohe Werte (mehrere 10 kV) erreichen. Dies kann zu einem Überschlag in der Fassung, einem Durchschlag im Transformator T3 oder zu einer Beschädigung des Kondensators C5 führen. Die Wicklung W3, die Diode D5, der Kondensator C8 und der Widerstandsteiler R7/R8 und die Zeitgeberschaltung bilden eine Fehlerschutzschaltung. Wenn die zwischen R7 und R8 gelieferte Spannung 2,5 V übersteigt, wird dadurch die Phasenverschiebungssteuerung **6** blockiert und ein Zeitsteuerungszyklus in der Zeitgeberschaltung mit einer Dauer im Bereich von Sekunden initiiert. Am Ende des Zeitsteuerungszyklus aktiviert die Zeitgeberschaltung die Steuerung und der Zündzyklus wiederholt sich. Falls ein Flipflop enthalten ist, läuft die Phasenverschiebungssteuerung erst an, wenn die Stromversorgung wieder durchgelaufen ist.

#### Aufwärmphase

[0039] Unmittelbar nach dem Zünden fällt die Lampenspannung auf einen Wert von etwa der Hälfte bis zu einem Drittel der normalen Arbeitsspannung ab, wobei sie allmählich ansteigt, bis sie die normale Arbeitsspannung erreicht. Diese Phase ist als die Aufwärmphase des Arbeitszyklus bekannt und kann zwischen einigen 10 Sekunden und Minuten dauern. Wegen der geringen Ausgangsspannung verbraucht die Lampe wenig Leistung und die Phasenverschiebungssteuerung **6** vergrößert bei dem Versuch, konstante Leistung bereitzustellen, die Impulsbreite. Wenn die Impulsbreite ihren größten Wert erreicht, kann die Steuerschleife die Eingangsleistung nicht regeln und die Streuinduktivität des Transformators T3 beginnt als ein strombegrenzendes Element in der Schaltung zu fungieren. Die Streuinduktivität des Transformators ist so ausgewählt, daß der Lampenstrom, wenn die Phasenverschiebungssteuerung **6** nicht steuert, 1,3-1,5 mal größer ist als während des normalen eingeschwungenen Betriebs. Dies reduziert die Aufwärmzeit der HID-Lampe. Während dieser Zeit sind die Wellenformen der Spannung und des Stroms fast dreieckig, wobei die Spitzen aufgrund des Effekts des Kondensators C5 geringfügig abgerundet sind.

[0040] Am Ende der Aufwärmphase erreicht die Lampenspannung den Pegel, bei dem der Stromverbrauch ein vorbestimmtes Niveau erreicht (das mit dem Potentiometer R9 eingestellt werden kann). Dann übernimmt die Steuerschleife und beginnt mit dem Regeln der der Lampe zugeführten Leistung.

#### Normale Betriebsphase

[0041] Wenn die Lampenspannung den Nennwert erreicht, endet die Aufwärmphase und die eingeschwungene Arbeitsphase beginnt. Bei normalem Betrieb hält die Steuerung UC1875 die konstante Leistung an die Lampe aufrecht und stellt ein hochfrequentes verlustfreies Schalten des Wechselrichters sicher. Das an R1 entstehende Spannungssignal wird mit einer vorbestimmten Soll-Spannung verglichen, wie sie durch die Position des Potentiometerschleifers des veränderlichen Widerstands R9 bestimmt wird, der mit EA+ der Phasenverschiebungssteuerung **6** verbunden ist.

[0042] Die Streuinduktivität des Transformators T3 während der eingeschwungenen Phase der Lampe spielt die Rolle eines Energiespeicherelements, das Energie zum erneuten Aufladen der parasitären Drain-Source-Kapazitäten C1-C4 der Inverter-FETs S1-S4 und verlustfreies Schalten sicherstellt.

[0043] Während der normalen Betriebsphase sind aufgrund der Wirkung des Kondensators C5 die Wellenformen der Lampenspannung und des Lampenstroms etwa sinusförmig. Dies wirkt sich positiv auf den Systembetrieb aus (z. B. reduziert EMI).

[0044] Die Streuinduktivität begrenzt auch im Fall

eines Kurzschlusses am Ausgang den Ausgangsstrom auf annehmbare Pegel. Das Vorschaltgerät nutzt parasitäre Elemente der Schaltung wie etwa Streuinduktivität des Ausgangstransformators und parasitäre Drain-Source-Kapazität von Inverter-MOSFETs, um einen verlustfreien Betrieb bei hoher Frequenz bereitzustellen.

[0045] Eine weitere Ausführungsform besteht beispielsweise darin, daß das Vorschaltgerät mit einem Lampenansteuer verfahren implementiert werden könnte, das Frequenz- und/oder Amplitudenmodulations- oder -steuerverfahren enthält, um den Lampenbetrieb zu optimieren.

### Patentansprüche

1. Vorschaltkreis zur Verwendung mit einer Hochintensitätsentladungslampe (5), der folgendes umfaßt:

einen Wechselrichterkreis (4), der Gleichstrom von der Stromquelle erhält, wobei der Wechselrichterkreis (4) mindestens einen Wechselrichtersteuereingang (T3) aufweist;

einen Transformator (T3) mit einer ersten Wicklung (W1), die elektrisch mit einem Ausgang des Inverterkreises (4) verbunden ist;

einen Ausgangskondensator (C5), der elektrisch mit einer zweiten Wicklung (W2) des Transformators (T3) verbunden ist, wobei der Ausgangskondensator (C5) so aufgebaut und angeordnet ist, daß er elektrisch mit einer Lampe (5) verbunden ist; und eine Leistungssteuerschaltung, die elektrisch zwischen die Stromquelle und den Wechselrichterkreis geschaltet ist, wobei die Steuerschaltung auch elektrisch mit dem mindestens einen Wechselrichtersteuereingang (T3) verbunden ist, um der Lampe (5) zugeführte Leistung zu regeln;

wobei der Transformator (T3) und der Ausgangskondensator (C5) zusammen einen schwingenden Parallelresonanzkreis bilden und wobei die Steuerschaltung so aufgebaut und angeordnet ist, daß sie bewirkt, daß der Wechselrichterkreis (4) bei einer Frequenz arbeitet, die über einer Resonanzfrequenz des schwingenden Parallelresonanzkreises liegt,

**dadurch gekennzeichnet**, daß eine induktive Komponente des schwingenden Parallelresonanzkreises durch die Streuinduktivität des Transformators (T3) bereitgestellt wird,

wobei die Streuinduktivität des Transformators (T3) so gewählt ist, daß die Streuinduktivität des Transformators den Strom zur Lampe (5) während einer Aufwärmphase des Lampenbetriebs begrenzt, wobei diese Induktivität so ausgewählt ist, daß der Lampenstrom während der Aufwärmphase 1,3-1,5 mal größer ist als beim normalen eingeschwingenen Betrieb.

2. Vorschaltkreis nach Anspruch 1, wobei die Steuerschaltung folgendes umfaßt: einen Abtastwiderstand, der elektrisch zwischen die Stromversor-

gung und den Wechselrichterkreis geschaltet ist; eine Phasenverschiebungssteuerung (6), die elektrisch an den Abtastwiderstand angeschlossen ist, wobei die Phasenverschiebungssteuerung den mindestens einen Wechselrichtersteuereingang auf der Basis einer Abtastspannung am Abtastwiderstand steuert.

3. Vorschaltkreis nach Anspruch 2, wobei die Steuerschaltung weiterhin eine Überspannungsschutzschaltung umfaßt.

4. Vorschaltkreis nach Anspruch 3, wobei die Überspannungsschutzschaltung folgendes umfaßt: eine dritte Wicklung (W3) des Transformators (T3); einen Speicherkondensator (C8), der elektrisch mit der dritten Wicklung verbunden ist; und ein Überspannungsschutz-Spannungsteilernetz, das elektrisch mit der dritten Wicklung und dem Speicherkondensator verbunden ist;

wobei eine Spannung am Speicherkondensator proportional zu einer Spannung an der zweiten Wicklung ist, wobei ein Ausgangssignal des Überspannungsschutz-Spannungsteilernetzes einem Ausschaltengang der Phasenverschiebungssteuerung zugeführt wird, wobei die Phasenverschiebungssteuerung so aufgebaut und angeordnet ist, daß sie den Betrieb des Wechselrichterkreises für einen bestimmten Zeitraum anhält, wenn eine Spannung am Ausschaltengang einen vorbestimmten Wert übersteigt.

5. Vorschaltkreis nach Anspruch 4, weiterhin mit einem Flipflop, der elektrisch zwischen das Überspannungsschutz-Spannungsteilernetz und die Phasenverschiebungssteuerung geschaltet ist, so daß die Stromquelle abgeschaltet werden muß, um den Flipflop zurückzusetzen, ehe die Phasenverschiebungssteuerung gestattet, daß der Wechselrichterkreis arbeitet.

6. Vorschaltkreis nach Anspruch 2, wobei die Steuerschaltung während der Zündphase gesperrt ist.

7. Vorschaltkreis nach Anspruch 6, wobei die Steuerschaltung weiterhin folgendes umfaßt:

eine dritte Wicklung (W3) des Transformators (T3); einen Speicherkondensator (C8), der elektrisch mit der dritten Wicklung verbunden ist; und ein Zündphasen-Spannungsteilernetz, das elektrisch mit der dritten Wicklung und dem Speicherkondensator verbunden ist;

einen Ausschalt-FET, dessen Gateelektrode elektrisch mit dem Zündphasen-Spannungsteilernetz verbunden ist, wobei eine Sourceelektrode oder eine Drainelektrode des Ausschalt-FET elektrisch mit Masse verbunden ist, wobei die andere der Sourceelektrode und Drainelektrode des Ausschalt-FET mit dem Abtastwiderstand verbunden ist;

wobei eine Spannung am Speicherkondensator pro-

portional zu einer Spannung an der zweiten Wicklung ist, wobei ein Ausgangssignal des Zündphasen-Spannungsteilernetzes der Gateelektrode des FET zugeführt wird, so daß der Abtastwiderstand daran gehindert wird, die Abtastspannung an die Phasenverschiebungssteuerungsschaltung zu liefern, wenn die Spannung am Speicherkondensator einen vorbestimmten Wert übersteigt.

8. Vorschaltkreis nach Anspruch 1, wobei der Wechselrichter (4) bei etwa 320 kHz arbeitet.

9. Vorschaltkreis nach Anspruch 8, wobei die Resonanzfrequenz des Parallelresonanzkreises etwa 300 kHz beträgt.

10. Vorschaltkreis nach Anspruch 1, wobei eine Spannung an der Lampe während der Zündphase eine Höchstspannung im Bereich 1–10 kV erreicht.

11. Vorschaltkreis nach Anspruch 10, wobei ein Strom im Parallelresonanzkreis während der Zündphase einen größten Strom im Bereich 0,5–5A erreicht.

Es folgt ein Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

