



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 601 12 489 T2 2006.03.30**

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 128 709 B1**

(51) Int Cl.⁸: **H05B 41/292 (2006.01)**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **601 12 489.8**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **01 300 857.8**

(96) Europäischer Anmeldetag: **31.01.2001**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **29.08.2001**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **10.08.2005**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **30.03.2006**

(30) Unionspriorität:

591280 09.06.2000 US

496094 01.02.2000 US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, FR, GB, IT

(73) Patentinhaber:

General Electric Co., Schenectady, N.Y., US

(72) Erfinder:

Nerone, Louis Robert, Brecksville, Ohio 44141,

US; Nguyen, Anh, South Euclid, Ohio 44121, US;

Tang, Weizhong, Willoughby Hills, Ohio 44092, US

(74) Vertreter:

Luderschmidt, Schüler & Partner, 65189

Wiesbaden

(54) Bezeichnung: **EVG-Leistungssteuerung für Keramik Metall-Halogenid Lampe**

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

[0001] Diese Erfindung bezieht sich im Allgemeinen auf eine Leistungssteuer-Schaltungsanordnung für einen elektronischen Ballast, die zum Zünden einer keramischen Metall-Halogenlampe geeignet ist, und insbesondere auf einen elektronischen Ballast, der die Leistungssteuer-Schaltungsanordnung benutzt, um eine im Wesentlichen konstante Leistung an eine keramische Metall-Halogenlampe ohne Rücksicht auf den Widerstand der Lampe zu liefern.

[0002] Keramische Metall-Halogenlampen (CMH-Lampen) liefern verschiedene Vorteile gegenüber herkömmlichen Metall-Halogenlampen einschließlich eines gleichförmigeren Farbenspektrums. Eine CMH-Lampe umfasst eine Entladeröhre, die einen Innenbereich definiert. Bei Anlegung einer ausreichenden Spannung über ein Paar von Elektroden, die in dem Innenbereich der Entladeröhre positioniert sind, wird ein Hochdruckbogen in dem Innenbereich der Entladeröhre gezündet.

[0003] Es ist sehr wünschenswert, dass die in eine CMH-Lampe eingegebene Leistung, die unter stationären Bedingungen arbeitet, auf einen im Wesentlichen konstanten Wert gehalten wird, weil die Farbe des durch die Lampe emittierten Lichts von der in die Lampe eingegebenen Leistung abhängt. Wenn sich eine CMH-Lampe während des Betriebs erwärmt, verringert sich der Widerstand der Lampe. Unter der Annahme einer konstanten Quellenspannung steigt der Strom durch die Lampe mit abnehmendem Lampenwiderstand an. Somit würde die in die Lampe eingegebene Leistung ansteigen, wenn sich die Lampe erwärmt, und die Farbe des durch die Lampe emittierten Lichts würde sich unerwünschterweise verschieben oder ändern.

[0004] Die Steuerung der in CMH-Lampen eingegebenen Leistung ist ebenfalls bedeutsam, weil CMH-Lampen unterschiedliche Widerstandswerte aufgrund von Variationen aufweisen, die bei dem Herstellungsprozess inhärent sind. Wenn eine CMH-Lampe altert, steigt ihr Widerstandswert außerdem an. Somit ist es möglich, durch genaues Steuern der in eine CMH-Lampe eingegebenen Leistung eine Farbverschiebung während des Betriebs zu vermeiden und eine Gleichmäßigkeit der emittierten Lichtfarbe aufzuweisen, wenn eine Anzahl von CMH-Lampen verwendet werden, um einen Raum oder einen anderen Bereich zu beleuchten.

[0005] Die vorliegende Erfindung ist auf einen elektronischen Ballast zum Zünden und Aufrechterhalten eines Entladebogens in einer lichtemittierenden Entladeröhre gerichtet, wie es hier in Anspruch 1 dargelegt ist. Bei einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung umfasst der elektronische Ballast eine Umkehrschaltung zum Bereitstellen von Leis-

tung an eine CMH-Lampe und eine Leistungsregulierungsschaltung, die mit der Umkehrschaltung gekoppelt ist, um eine im Wesentlichen konstante Leistung an der Lampe trotz Änderungen in dem Lampenwiderstand während des Betriebs aufrechtzuerhalten.

[0006] Die Leistungsregulierungsschaltungsanordnung umfasst einen Operationsverstärker, der als ein integrierender Fehlerverstärker konfiguriert ist, ein Paar von n-Kanal-MOSFET-Steuertransistoren, eine Sekundärwicklung, die zwischen den Steuertransistoren gekoppelt ist, ein Tiefpassfilter, einen integrierenden Kondensator, der in einer Rückkopplungsschleife des Operationsverstärkers gekoppelt ist, und einen Abfühlwiderstand, der in Reihe mit einem Paar von komplementären MOSFET-Transistoren der Umkehrschaltung gekoppelt ist.

[0007] Wenn sich der Widerstand der Lampe ändert, ändert sich sowohl der Strom durch den Abfühlwiderstand als auch die Spannung über dem Abfühlwiderstand. Die Spannung über dem Abfühlwiderstand ist mit einem Eingangsanschluss (invertierenden Eingangsanschluss) des Operationsverstärkers gekoppelt. Eine Sollwertspannung wird in den anderen Anschluss (nicht invertierenden Eingangsanschluss) des Operationsverstärkers eingegeben. Eine Sollwertspannung wird ausgewählt, sodass eine gewünschte Leistung an die Lampe angelegt wird. Die Sollwertspannung wird aus einer Bezugsspannung hergeleitet, die von der Umkehrschaltung genommen wird. Die Bezugsspannung wird durch ein Dämpfungsglied oder eine Teilerschaltung gedämpft, um die gewünschte Sollwertspannung zu erzeugen.

[0008] Die Ausgabe des Operationsverstärkers ist proportional der Spannungsdifferenz zwischen zwei Eingangsanschlüssen und wird mit jeweiligen Gate-Anschlüssen der komplementären MOSFET-Steuertransistoren gekoppelt. Eine Sekundärwicklung ist zwischen den Drain-Anschlüssen der MOSFET-Steuertransistoren gekoppelt. Die Sekundärwicklung ist induktiv mit einer Primärwicklung in der Umkehrschaltung gekoppelt. Wenn sich der Widerstand der Lampe ändert, beispielsweise abnimmt, wenn sich die Lampe erwärmt, wird der Strom durch die Lampe und den Abfühlwiderstand ansteigen, und der Betrag der Spannungsdifferenz an den Eingangsanschlüssen des Operationsverstärkers wird ansteigen.

[0009] Wenn die Spannungsdifferenz zwischen den Eingangsanschlüssen des Operationsverstärkers von ausreichender Größe ist, werden die MOSFET-Steuertransistoren angeschaltet, wobei Strom von der Sekundärwicklung umgeleitet und der Strom durch die Primärwicklung der Umkehrschaltung durch induktive Koppelung verringert wird. Das Verringern des Stroms durch die Primärwicklung der Umkehrschaltung erhöht die Schaltfrequenz der Um-

kehrschaltung. Die Umkehrschaltung ihrerseits regt ein mit der Lampe gekoppeltes LC-Tanknetzwerk an oder treibt dieses. Das Erhöhen der Frequenz der Umkehrschaltung treibt das LC-Tanknetzwerk mit einer Frequenz weiter über der Resonanzfrequenz des LC-Tanknetzwerks und verringert dadurch die über die Lampe durch das LC-Tanknetzwerk angelegte Spannung. Somit verringert sich die Lampenspannung, wenn der Lampenstrom ansteigt, sodass die Lampenleistung im Wesentlichen die Gleiche bleibt.

[0010] Bei einer zweiten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung umfasst die Leistungsregulierungsschaltungsanordnung ferner einen invertierenden Operationsverstärker, um sicherzustellen, dass die Sollwertspannung bei der gewünschten Größe beibehalten wird, sogar wenn die Busgleichspannung aufgrund von Schwankungen in der Netzleitungswechselspannung schwankt. Ohne den invertierenden Operationsverstärker werden Änderungen in der Busgleichspannung entsprechende Änderungen in der Bezugsspannung verursachen, die ihrerseits veranlassen werden, dass sich die Sollwertspannung ändert. Es sei daran erinnert, dass die Sollwertspannung die an die Lampe angelegte Leistung bestimmt. Die Ausgangsspannung des invertierenden Operationsverstärkers wird als die Sollwerteingangsspannung verwendet, die mit dem nicht invertierenden Eingang des integrierenden Fehlerverstärkers gekoppelt ist. Der Rest der Leistungsregulierungsschaltungsanordnung ist mit der ersten Ausführungsform identisch.

[0011] Diese und weitere Aufgaben, Vorteile und Merkmale einer beispielhaften Ausführungsform der vorliegenden Erfindung werden ausführlich in Verbindung mit dem begleitenden Bezeichnungen beschrieben, in denen zeigen:

[0012] [Fig. 1](#) ein Schaltbild einer ersten bevorzugten Ausführungsform eines elektronischen Ballasts der vorliegenden Erfindung;

[0013] [Fig. 2](#) eine schematische Darstellung einer Reihe von durch den elektronischen Ballast von [Fig. 1](#) erzeugten Ausgangsspannungsimpulsen;

[0014] [Fig. 3](#) eine schematische Darstellung einer Hüllkurve der Reihe von Ausgangsspannungsimpulsen von [Fig. 2](#);

[0015] [Fig. 4](#) eine zweite bevorzugte Ausführungsform des elektronischen Ballast der vorliegenden Erfindung einschließlich der Leistungsregulierungsschaltungsanordnung; und

[0016] [Fig. 5](#) eine dritte bevorzugte Ausführungsform des elektronischen Ballasts der vorliegenden Erfindung einschließlich einer verbesserten Version der Leistungsregulierungsschaltungsanordnung von

[Fig. 4](#).

[0017] Eine erste bevorzugte Ausführungsform eines elektronischen Ballast der vorliegenden Erfindung wird allgemein bei **10** in [Fig. 1](#) gezeigt. Der elektronische Ballast **10** wird zum Zünden und Aufrechterhalten eines Bogens in einer Entladeröhre einer keramischen Metall-Halogenlampe (CMH-Lampe) verwendet. Die Entladeröhre wird schematisch bei **100** in [Fig. 1](#) gezeigt. Ein voneinander beabstandetes Paar von Elektroden **102**, **104** erstreckt sich in den Innenbereich der Entladeröhre **100**. Beim Anlegen einer ausreichenden Spannungspotentialdifferenz über die Elektroden **102**, **104** wird ein Hochdruckentladebogen in dem Innenbereich der Entladeröhre gezündet. Der Ballast **10** ist im Wesentlichen ein Wechselstrom-Wechselstrom-Wandler, der Wechselstrom-Netzleitung von 120 V und 60 Hz in eine Wechselspannung und Frequenz, die zum Zünden eines Bogens in der Entladeröhre **100** geeignet ist, z.B. 2,0 kV bei 2,46 MHz, und nach Zündung des Bogens auf eine Spannung und Frequenz, die zum Beibehalten des Bogens in der Entladeröhre **100** geeignet ist, z.B. 50 V RMS bei 2,65 MHz, wenn die Entladeröhre **100** relativ kalt ist, und 2,6 MHz, wenn die Entladeröhre relativ heiß ist (Lampe war in Betrieb), umwandelt. Um den Bogen in der Entladeröhre **110** zu initiieren, erzeugt der Ballast **10** eine periodische Reihe von Spannungsimpulsen, die über die CMH-Entladeröhren-Elektroden **102**, **104** angelegt werden. Die Reihe von Spannungsimpulsen wird allgemein bei **200** in [Fig. 2](#) gezeigt, und ein einzelner Spannungsimpuls **200a** der Reihe von Spannungsimpulsen wird in [Fig. 3](#) gezeigt.

[0018] Der Ballast **10** umfasst eine Gleichrichtungsschaltung **11**, um die 120 V Netzleitungswechselspannungsquelle **150** in eine 160 V Busgleichspannung umzuwandeln, die auf der Gleichstrombusleitung **11a** (als V_{DE} bei Knoten **36** gekennzeichnet) vorhanden ist. Die Gleichrichtungsschaltungsanordnung **11** umfasst einen Vollwegbrücken-Gleichrichter (FWR) **11b** von herkömmlicher Ausgestaltung und einen elektrolytischen Kondensator **11c**. Der Ballast umfasst ferner eine Umkehrschaltung **11d** zum Umwandeln der 160 V Busleitungsgleichspannung V_{DC} in eine Wechselspannung, die geeignet ist zum: a) Zünden eines Bogens in der Entladeröhre **100**; und b) Aufrechterhalten des Entladeröhrenbogens nach Zündung des Bogens.

[0019] Vorteilhafterweise regt der Ballast **10**, der eine Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** aufweist, ein LC-Resonanztanknetzwerk **51** an (das nachstehend zu beschreiben und in [Fig. 1](#) gezeigt ist), um eine gepulste Ausgangsspannung V_o bereitzustellen ([Fig. 2](#)), die an die CMH-Lampen-Entladeröhre **100** angelegt wird, um die Entladung in der Röhre zu zünden. Die Zeit zwischen Impulsen ist ausreichend, um das Kühlen der Entladeröhre **100**

zwischen Anlegungen der Spannungsimpulse (die Spannungsimpulse werden als **200a**, **200b**, **200c**, **200d**, **200e**, **200f** und allgemein mit **200** in [Fig. 2](#) gekennzeichnet) zu ermöglichen. Außerdem begrenzt die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** die Amplitude der angelegten Spannungsimpulse auf eine Spitzenspannung von 2,0–2,5 kV (4,0–5,0 kV Spitze-zu-Spitze), um Schaden an Schaltungsanordnungs-komponenten zu vermeiden. Schließlich beträgt die Frequenz des Impulszuges, die jeden Ausgangsspannungsimpuls **200** umfasst, 2,46 MHz entsprechend der Resonanzfrequenz des LC-Tanknetzwerkes **51**.

[0020] Es sollte offensichtlich sein, dass, obwohl die bevorzugte Ausführungsform des nachstehend beschriebenen Ballastes **10** zur Verwendung in Verbindung mit einer 120 V Wechselspannungsquelle **200** geeignet ist, eine 230 V Wechselspannungsquelle ebenfalls verwendet werden könnte, um den Ballast **10** mit geeigneten Änderungen an den Schaltungskomponenten des Ballastes **10** zu treiben, um die höhere Gleichspannung zu berücksichtigen, die auf dem Gleichstrombus **11a** vorhanden sein würde. Obwohl der Ballast das LC-Tanknetzwerk **51** anregt, um eine 2,0–2,5 kV Ausgangsspannung V_o bei einer Frequenz von 2,46 MHz (die die Resonanzfrequenz des Tanknetzwerks **51** ist) zu erzeugen, sollte auf ähnliche Weise offensichtlich sein, dass andere Ausgangsspannungswerte unter 5–6 kV und Frequenzen über 1 MHz (die beträchtlich über den ersten Oberwellen der Resonanzfrequenz der Entladeröhre sind) ebenfalls annehmbare Spannungsausgangs- und Frequenzwerte der Ballastschaltung sein würden.

[0021] Bei einer bevorzugten Ausführungsform umfasst der Inverter **11d** des Ballasts **10** ein Paar von komplementären MOSFET-Transistoren vom Anreicherungstyp **12**, **22**. Der Transistor **12** ist ein n-Kanal-MOSFET vom Anreicherungstyp mit einer Nenn-durchschlagspannung von 250 V, und der Transistor **14** ist ein p-Kanal-MOSFET vom Anreicherungstyp ebenfalls mit einer Nenn-durchschlagspannung von 250 V. Die jeweiligen Gate-Anschlüsse **14**, **24** der Transistoren **12**, **22** sind jeweils mit einem Knoten **30** gekoppelt, der zwischen einem Paar von 270 Kilo-ohm (k Ω) Widerständen **32**, **34** angeordnet ist. Die Widerstände **32**, **34** sind als ein Spannungsteiler konfiguriert, die zwischen dem positiven Eingang des Gleichspannungsbusses **36** und einer Masse oder Erde G gekoppelt sind.

[0022] Der Drain-Anschluss **16** des MOSFET **12** ist mit einem Knoten **36** an dem positiven Eingangsgleichspannungsbus **11a** gekoppelt, während der Source-Anschluss **18** des MOSFET-Transistors **12** mit dem Source-Anschluss **28** des MOSFET-Transistors **22** gekoppelt ist. Der Drain-Anschluss **26** des MOSFET-Transistors **22** ist mit Masse oder Erde G gekoppelt. Zwischen dem Knoten **30** und einem Kno-

ten **38** ist zwischen den MOSFET-Source-Anschlüssen **18**, **28**, um die Spannung zwischen den Knoten **30**, **38** zu begrenzen, ein Paar von 7,5 V Zener-Dioden **40**, **41** gekoppelt, deren jeweilige Anoden gekoppelt sind, um die Spannung zwischen den Knoten **30** und **38** auf ungefähr +8,1 V bis –8,1 V zu klemmen oder zu begrenzen. Der maximale Betrag von 8,1 V resultiert aus einer 7,5 V Zener-Durchschlagspannung für die umgekehrt vorgespannte Zener-Diode plus einem 0,6 V Diodenabfall über die vorwärts vorgespannte Zener-Diode.

[0023] Ebenfalls zwischen den Knoten **30**, **38** ist parallel mit den Spannungsklemmenden Zener-Dioden **40**, **41** ein 470 Pikofarad (pF) Kondensator **42** gekoppelt. Außerdem ist zwischen den Knoten **30**, **38** parallel mit den Zener-Dioden **40**, **41** ein Rückkopplungspfad gekoppelt, der aus einem 33 Nanofarad (nF) Kondensator **43**, einem 1,5 Mikrohenry (μ H) Induktor **44** und einem Abgriff mit einer Wicklung von 40 Nanohenry (nH) oder einer Sekundärwicklung **45b** aufgebaut ist. Der Abgriff oder die Sekundärwicklung **45b** ist induktiv mit einer 21 μ H Primärwicklung **45a** gekoppelt, womit ein kleiner Teil (von der Größenordnung von 1/35) des durch die Primärwicklung **45a** fließenden Stroms durch die Sekundärwicklung **45b** zurückgespeist wird, um den Ausgang des Inverters **11d** dazu zu bringen, zu schwingen.

[0024] Die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** ist über dem 1,5 μ H Induktor **44** gekoppelt und ist kein Teil der Umkehrschaltung **11d**. Die Zener-Dioden **40**, **41** und der 1,5 μ H Induktor **44** arbeiten, um den Phasenwinkel zwischen der Spannung, die an das LC-Tanknetzwerk **51** angelegt wird, und den durch die Primärwicklung **45a** fließenden reagierenden Strom zu steuern.

[0025] Der Inverter **11d** umfasst ferner das LC-Resonanztanknetzwerk **51** mit der 21 μ H Primärwicklung **45** und einem 200 pF Kondensator **48**, der über die CMH-Entladeröhre **100** gekoppelt ist. Die Resonanzfrequenz des LC-Tanknetzwerks beträgt $f = 1/2\pi(LC)^{1/2}$ oder ungefähr 2,46 MHz. Ein Sperrkondensator **46** (470 nF) in Reihe mit der Entladeröhre **100** verhindert, dass die Gleichstromkomponente der Ausgangsspannung von V_o an die Entladeröhre **100** angelegt wird. Zwischen dem Knoten **38** und Masse ist ein 270 k Ω Widerstand **47** gekoppelt.

[0026] Die Spannung über der Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** wird zwischen +20,6 V bis –20,6 V durch ein Paar von 20 V Zener-Dioden **56**, **58** begrenzt, die an ihren Anoden verbunden und zwischen Knoten **52**, **54** gekoppelt sind. Die Zener-Dioden **56**, **58** arbeiten, um die Amplitude der Ausgangsspannungsimpulse **200** zu begrenzen. Für die bestimmten Zener-Diodenwerte von 20 V beträgt die Amplitude der Ausgangsspannungsimpulse **200** ungefähr 2 kV. Durch geeignetes Ändern der Zener-Di-

denwerte könnte die Amplitude der Ausgangsspannungsimpulse **200** erhöht oder verringert werden, nach Bedarf.

[0027] Die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** umfasst ein Paar von n-Kanal-MOSFET-Schalttransistoren vom Anreicherungstyp **62**, **72**, deren jeweilige Drain-Anschlüsse **64**, **74** mit den Knoten **52**, **54** gekoppelt sind. Parallel zu einem Knoten **80** zwischen den MOSFET-Source-Anschlüssen **66**, **76** und einem Knoten **82** zwischen den MOSFET-Gate-Anschlüssen **68**, **78** ist eine RC-Schaltung gekoppelt, die einen $0,1 \mu\text{F}$ Kondensator **86** und einen $10 \text{ M}\Omega$ Widerstand **88** umfasst und eine RC-Zeitkonstante von 1 s aufweist. Ein zweite RC-Schaltung mit einem $1,0 \mu\text{F}$ Kondensator **90** in Reihe mit einem 100Ω Widerstand **95**, die eine RC-Zeitkonstante von $100 \mu\text{s}$ aufweist, ist parallel zwischen dem Knoten **80** und einem Knoten **96** gekoppelt.

[0028] Ein Silicium-Auslöseschalter **94** mit einer Durchschlagspannung von 10 V ist zwischen dem Knoten **82** und einem Knoten **92** gekoppelt. Der Auslöseschalter **94** wird in jede der beiden Richtungen leiten, wenn die Spannungsamplitude über den Schalter ohne Rücksicht auf die Spannungspolarität die Durchschlagspannung von 10 V überschreitet. Ein $1 \text{ M}\Omega$ Widerstand **95** ist zwischen dem Knoten **80** und dem Knoten **92** gekoppelt. Die jeweiligen Kathoden von Dioden **97**, **98** sind ebenfalls mit dem Knoten **96** gekoppelt. Die Anode der Diode **97** mit dem Knoten **52** gekoppelt, und die Anode der Diode **98** ist mit dem Knoten **54** gekoppelt.

Schaltungsbetrieb

1) Stationärer Betrieb

[0029] Unter stationären Betriebsbedingungen der Entladeröhre **100**, d.h., bei denen ein Bogen in der Röhre **100** vorhanden ist, wirkt die Entladeröhre **100** im Wesentlichen als eine Ohm'sche Last. Unter derartigen Bedingungen führt die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** keinen Betrieb der Umkehrschaltung **11d** aus. Die Umkehrschaltung **11d** wirkt als eine Wechselstromquelle, die die Entladeröhre **100** mit einem Strom von ungefähr $200 \text{ Milliampere (mA)}$ treibt, der zu einer Ausgangsspannung von V_0 von 50 V RMS Spannung über den Entladeröhrelektroden **102**, **104** und einer angelegten Leistung von $10\text{--}12 \text{ Watt (W)}$ führt.

[0030] Die stationäre Frequenz der Umkehrschaltung **11d** beträgt $2,6 \text{ MHz}$, die geringfügig höher als die Resonanzfrequenz des LC-Tanknetzwerks **51** ist. Es sei bemerkt, dass die Resonanzfrequenz des LC-Tanknetzwerks **51** konstant bei etwa $2,46 \text{ MHz}$ liegt, wobei es jedoch die Umkehrschaltung **11d** ist, die das LC-Tanknetzwerk bei Frequenzen verschie-

den von seiner Resonanzfrequenz anregen oder betreiben kann, um die Spannungsausgabe V_0 zu verringern. Somit ist es die Umkehrschaltung **11d**, die tatsächlich die tatsächliche Frequenz der Ausgangsspannung V_0 bestimmt. Der Inverter **11d** treibt das LC-Tanknetzwerk **51** mit einem ungefähr rechteckigen Signalverlaufssignal mit einem Betrag von 160 V , das an dem Knoten **38** vorhanden ist.

[0031] Diese stationäre Betriebsfrequenz von $2,6 \text{ MHz}$ der Umkehrschaltung **11d** ist vorteilhaft, weil sie weit über der höchsten ungedämpften akustischen Resonanzfrequenz der Entladeröhre **100** liegt, die so hoch wie 300 KHz sein kann. Ein Betreiben bei einer Frequenz beträchtlich über dieser höchsten akustischen Resonanzfrequenz vermeidet ein unerwünschtes Krümmen des Bogens in der Entladeröhre **100**. Ein derartiges Krümmen des Bogens ist zu vermeiden, da es zu einer Farbverschiebung der Entladeröhrenbeleuchtung, Flackern der Beleuchtung und/oder Bruch der Entladeröhre **100** führen kann. Außerdem hält das Anlegen der Leistung an die Entladeröhre **100** bei $2,6 \text{ MHz}$ die Grundfrequenz in dem $2,5\text{--}3,0 \text{ MHz}$ Frequenzbereich, was die Grenze von leitungsgebundener EMI auf $70 \text{ dB } \mu\text{V}$ ($0 \text{ dB} = 1 \mu\text{V}$) erweitert. Der Gleichstrom-Sperrkondensator **46** blockiert die Gleichstromkomponente des Ausgangsstroms. Der Betrieb einer elektronischen Ballast-schaltung, die eine Umkehrschaltung umfasst, wird in dem US-Patent Nr. 5 917 289 oder in dem US-Patent Nr. 5 381 076 offenbart, die an Louis R. Nerone u.a. erteilt und dem Anmelder der vorliegenden Erfindung zugewiesen sind.

2) Heißer Neustart-Betrieb

[0032] In dem Fall, dass die durch die Wechselstromleistungsquelle **150** gelieferte Leistung unter den Schwellenpegel fällt, der notwendig ist, um den Bogen aufrechtzuerhalten, erlischt der Bogen, und es ist notwendig, den Bogen neu zu zünden. Wie oben bemerkt, erwärmt sich die Entladeröhre **100** während des Betriebs, und die Kippspannung, die notwendig ist, um den Bogen zu zünden, steigt sehr mit einem Erhöhen der Entladeröhretemperatur an. Wenn die Lampe **10** heiß ist, kann die Kippspannung 5 kV weit überschreiten und kann tatsächlich 30 kV oder mehr betragen. Wenn die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** nicht vorhanden wäre, würde die Umkehrschaltung **11d** versuchen, eine ansteigende Wechselspannung über die Entladeröhre-Elektroden **102**, **104** zu treiben, um den Bogen zu zünden, wobei schließlich die Kapazität der komplementären MOSFET-Transistoren **12**, **22** überschritten und die Ballast-schaltung **10** zerstört wird.

[0033] Die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** arbeitet vorteilhafterweise, um die Amplitude der Ausgangsspannung V_0 , die durch die Umkehrschaltung **11d** an die Entladeröhre **100** angelegt wird,

auf ungefähr 2,0 kV (Spitzenspannung) abzugleichen oder zu begrenzen. Außerdem liefert die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** die Ausgangsspannung als eine Reihe von 2,50 kV Impulsen mit einer kurzen Dauer (etwa 50 μ s) mit einer Periode von ungefähr 1 Sekunde zwischen Impulsen. Die periodischen 2,0 kV Impulse werden fortgesetzt, während sich die Lampe abkühlt, bis der Bogen im Stande ist, durch einen 2,0 kV Impuls gezündet zu werden, und stationärer Betrieb (wie oben beschrieben) dadurch erreicht wird.

[0034] Die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** arbeitet wie folgt. Wenn es keinen Bogen in der Entladeröhre **100** gibt, wirkt die Entladeröhre als eine hohe Impedanz. Die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** ist über den 1,5 μ H Induktor **44** in dem Rückkopplungspfad gekoppelt. Während jeder Periode von 1 Sekunde ist für eine Zeit von 50 μ s die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** in einem Ladezustand. Während des Ladezustands, der eine Dauer von ungefähr 50 μ s aufweist, ist die Schutzschaltung für einen heißen Neustart einem offenen Schalter über dem 1,5 μ H Induktor **44** äquivalent und ermöglicht dadurch, dass die Umkehrschaltung **11d** in Verbindung mit dem LC-Tanknetzwerk **51** nahe der Resonanzfrequenz des LC-Tanknetzwerks arbeiten kann, um einen 2,0 kV Impuls bei 2,46 MHz über die Entladeröhre-Elektroden **102**, **104** anzulegen. Es sei daran erinnert, dass die Amplitude von 2,0 kV des Ausgangsimpulses durch die beiden 20 V Zener-Dioden **56**, **58** begrenzt ist. Wenn sich die Entladeröhre **100** ausreichend abgekühlt hat, damit ein Bogen durch den 2,0 kV Spannungsimpuls gezündet werden kann, dann wird die Zündung des Bogens stattfinden. Wenn sich die Entladeröhre **100** nicht ausreichend abgekühlt hat, damit ein Bogen gezündet werden kann, dann wird sich die Röhre weiter abkühlen, und ein weiterer 2,0 kV Impuls wird in ungefähr 1 Sekunde angelegt werden.

[0035] Während des Rests jeder Periode von 1 Sekunde (1 Sekunde – 50 μ s) arbeitet die Schutzschaltung für einen heißen Neustart als ein geschlossener Schalter oder Kurzschluss über den 1,5 μ H Induktor **44** und zwingt dadurch die Umkehrschaltung **11d** das LC-Tanknetzwerk **51** höher als bei seiner Resonanzfrequenz zu betreiben, wodurch eine niedrige Ausgangsspannung von V_0 über die Entladeröhrelektroden **102**, **104** angelegt wird. Diese niedrige Spannung kann keine Zündung des Bogens verursachen und ermöglicht, dass sich die Röhre abkühlt, während sie ebenfalls die in den Umkehrschaltungskomponenten dissipierte Leistung in sicheren Grenzen hält.

Ladungsbedingung der Schutzschaltung für einen heißen Neustart

[0036] Während einer Ladezeit von 50 μ s ist die

Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** ein offener Schalter über den 1,5 μ H Rückkopplungspfad-Induktor **44**. Der Rückkopplungswechselstrom durch die Sekundärwicklung **45b** lädt den 1,5 μ F Kondensator **90** durch den 100 Ω Widerstand **95** mit einer RC-Zeitkonstante von 100 μ s. Die Dioden **97**, **98** und die den abgeschalteten MOSFET-Transistoren **62**, **72** zugeordneten Eigendioden arbeiten als ein Vollweggleichrichter und laden den Kondensator mit der in [Fig. 1](#) gezeigten Polarität. Während Intervallen, bei denen es keinen Bogen in der Entladeröhre gibt, ist ungefähr 20 V über dem 1,5 μ H Induktor **44** vorhanden. Somit lädt sich in ungefähr 50 μ s die Ladung auf dem Kondensator **90** auf 10 V auf. Während dieser Dauer von 50 μ s weist die Ausgangsspannung V_0 eine Amplitude von 2,0 kV und eine Frequenz von 2,46 MHz auf.

Aktivierung der Schutzschaltung für einen heißen Neustart

[0037] Wenn die Ladung an dem Kondensator **90** 10 V überschreitet, schaltet der Silicium-Schalter **94** (der eine 10 V Kippspannung aufweist) an, und etwas von der Ladung von dem Kondensator **90** wird zu dem 0,1 μ F Kondensator **86** durch den Schalter **94** transferiert. Da der Wert des Kondensators **86** ein Zehntel des Werts des Kondensators **90** ist, lädt sich der Kondensator **86** auf etwa 8–9 V in etwa 60 μ s auf. Wenn beide Kondensatoren **86** und **90** die gleiche Spannung aufweisen, ungefähr 8–9 V aufgrund der 10:1 Wertdifferenz zwischen dem Kondensator, fällt der Strom durch den Schalter auf nahe 0 A ab, und der Schalter schaltet ab.

[0038] Wenn die Ladung an dem Kondensator **86** ungefähr 8–9 V erreicht, schalten die MOSFET-Transistoren **62**, **72** an und liefern im Wesentlichen einen Niederimpedanzpfad parallel mit dem 1,5 μ H Induktor **44**. Wenn die MOSFET-Transistoren **62**, **72** angeschaltet werden, wird Strom von dem Induktor **44** umgeleitet, wodurch die Frequenz der Umkehrschaltung **11d** auf ungefähr 3,0 MHz geändert wird, die höher als ihre Resonanzfrequenz von 2,46 MHz ist. Das Zwingen des LC-Tanknetzwerks bei einer Frequenz von 3,0 MHz zu arbeiten, verringert effektiv die Spannungsausgabe V_0 über die Entladeröhre-Elektroden **102**, **104** auf einen viel niedrigeren Wert (ungefähr 100 V, wie in den Abschnitten der **201a**, **201b**, **201c**, **201d**, **201e**, **201f** in [Fig. 2](#) gekennzeichneten Ausgangsspannungsabschnitten ersichtlich ist).

[0039] Wenn die Spannung des Kondensators **86** unter die Schwellenspannung der MOSFET-Transistoren **62**, **72** abfällt (etwa 3 V an dem Kondensator **86**), schalten die Transistoren **62**, **72** ab. Dies findet ungefähr 1 Sekunde nach dem Einschalten statt, wenn sich der Kondensator **86** durch den 10 M Ω Widerstand **88** entlädt. Die relativ langsame Entladung des Kondensators **86** von 8 V auf 3 V beruht auf der

Zeitkonstante von 1 Sekunde des Kondensators **86** und des Widerstands **88**. Wenn die Spannung des Kondensators **86** auf etwa 3 V abfällt, schalten die Transistoren **62**, **72** ab, und der Stromumleitungseffekt der Schutzschaltung für den heißen Neustart **50** mit Bezug auf den 1,5 μH Induktor **44** endet. Wenn kein Bogen in der Entladeröhre **100** gezündet wurde, beginnt der Kondensator **90** seinen 50 μs Ladezyklus auf 10 V, und die Umkehrschaltung **11d** kehrt zum Betreiben der Schaltung des LC-Tanknetzwerks **51** bei 2,46 MHz zurück und legt einen 2,0 kV Spannungsimpuls an die Entladeröhre-Elektroden **102**, **104** an, wie in dem oben dargelegten Ladebedingungsabschnitt beschrieben ist.

[0040] Anders ausgedrückt, ändert die Art und Weise der Schutzschaltung für den heißen Neustart **50** die Frequenz der Umkehrschaltung **11d** durch periodisches Umleiten von Strom von dem 1,5 μH Induktor **44**. Da der Induktor **44** in Reihe mit einer Windung der Sekundärwicklung **45** ist, die ihrerseits induktiv mit dem Primärwicklung des LC-Resonanztanknetzwerk **45a** gekoppelt ist, verringert sich durch Umleiten von Strom von dem Induktor **44** der Phasenwinkel der Gate-Treiberspannung, was bewirkt, dass die Umkehrschaltungsfrequenz ansteigt.

[0041] Während des stationären Betriebs, d.h., wenn es einen Bogen in der Entladeröhre **100** gibt, ist die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** in einem Ladezustand. Da die Entladeröhre **100** eine Ohm'sche Last bereitstellt, wenn der Bogen vorhanden ist, ist jedoch die Spannung, die über den Induktor **44** vorhanden ist, nicht ausreichend hoch, um den Kondensator **90** auf die Kippspannung von 10 V aufzuladen, die durch den Silicium-Schalter **94** erforderlich ist, um die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** anzuschalten und zu aktivieren. Somit bleibt die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** einem offenen Schalter über dem Induktor **44** äquivalent, und die Umkehrschaltung **11d** arbeitet bei etwa 2,6 MHz, ihrer stationären Frequenz.

[0042] [Fig. 2](#) veranschaulicht deutlich den Spannungsimpulseffekt von V_o , der durch die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** erzielt wird. Wie ersichtlich ist, umfasst V_o eine Reihe von Spannungsimpulsen **200**, genauer gesagt **200a**, **200b**, **201c**, **201d**, **201e**, **201f**, die auftreten, wenn die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** in dem Ladezustand ist. Jeder Impuls **200** umfasst eine Größe von 2,0 kV bis 2,5 kV, eine Impulsdauer t von ungefähr 50 μs und eine Frequenz von ungefähr 2,46 Hz. Eine Periode T zwischen Spannungsimpulsen **200** beträgt ungefähr 1 Sekunde. Für den Rest der Zeit, d.h. den Zeiten zwischen den 50 μs Spannungsimpulsen **200a**, **200b**, **200c**, **200d**, **200e**, **200f** weist die Ausgangsspannung V_o eine Amplitude von ungefähr 100 V und eine Frequenz von ungefähr 3,0 MHz auf. Diese dazwischenliegenden Impulszeiten wer-

den, wenn die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** im Entladezustand ist, als **200a**, **200b**, **200c**, **200d**, **201e**, **201f** gekennzeichnet. Wenn sich die CMH-Lampentladeröhre **100** abkühlt, fällt die Amplitude der Spannung, die notwendig ist, um eine Entladung zu zünden, dementsprechend ab. Abhängig von den spezifischen Eigenschaften der Entladeröhre **100** würde sich die Temperatur der Röhre verändern, bei der ein 2,0 kV Impuls ausreichend würde, um eine Entladung einzuleiten. Wenn ein 2,0 kV Impuls eine Entladung in der Entladeröhre **100** einleitet, fällt die Ausgangsspannung über den Entladeröhre-Elektroden **102**, **104** anfangs aufgrund der Leitung durch die Entladeröhre auf etwa 50 V RMS ab. Diese Leitung durch die Entladeröhre **100** schaltet die Schutzschaltung für einen heißen Neustart wirksam ab.

[0043] Vorteilhafterweise ist bei der vorliegenden Erfindung der Tastgrad der Spannungsimpulse **200** ausreichend niedrig, um eine Übererwärmung der Komponenten des Ballasts **10** zu vermeiden und tatsächlich die Abkühlung der CMH-Lampe **200** zu ermöglichen, wenn sie bei einer Temperatur über dem kritischen Wert ist, bei der ein 2,0 kV Spannungsimpuls eine Entladung in der Entladeröhre **100** einleiten wird. Wenn die CMH-Lampe **100** bei einer Temperatur über der kritischen Temperatur ist, wird der Ballast **10** veranlassen, dass ein 50 μs Spannungsimpuls **200** an die CMH-Lampe **100** jede Sekunde bis zu einer solchen Zeit angelegt wird, wenn sich die Lampe **100** auf die kritische Temperatur abkühlt. Wenn sich die CMH-Lampe **100** auf die kritische Temperatur oder darunter abkühlt, wird ein Spannungsimpuls **200** die Lampe **100** zünden. Außerdem ist die Amplitude der durch den Ballast **10** erzeugten Spannungsimpulse **200** auf 2–2,5 kV begrenzt, womit ein Ausfall der Umkehrschaltung **11d** aufgrund von übermäßiger Leistungs-Dissipation durch die Umkehrschaltungskomponenten vermieden wird. Wenn der Ballast **10** keine Spannungsbegrenzung aufweisen würde, würde die erzeugte Spannung auf jeden beliebigen Pegel ansteigen, der notwendig wäre, um eine Entladung in der Entladeröhre **100** zu zünden. Unter den Bedingungen, bei denen die Entladeröhre **100** sehr heiß war, würde die Anlegung einer Spannung, die notwendig ist, um eine Entladung zu zünden, ausreichen, um einen Ausfall der Umkehrschaltung **11d** zu verursachen.

[0044] Die Spannungsausgabe V_o über die Elektroden **102**, **104** der CMH-Lampentladeröhre **100** wird schematisch in [Fig. 2](#) und [Fig. 3](#) dargestellt. [Fig. 3](#) veranschaulicht besser die Amplitude und die Frequenz eines ausgewählten der Reihe von Ausgangsspannungsimpulsen, nämlich **200a**. Der Spannungsimpuls **200a** umfasst eine Größe von ungefähr 2,0 kV, eine Impulsdauer t von ungefähr 50 μs und eine Frequenz von ungefähr 2,46 MHz. Der Impuls **200** kann als eine Hüllkurve mit einer Dauer von 50

μs betrachtet werden, der aus einem Impulszug **202** von bipolaren Spannungssignalverläufen zusammengesetzt ist, die eine Frequenz von ungefähr 2,46 MHz und einen Spannungsbereich von 100 V bis ungefähr 2 kV umfassen.

Zweite bevorzugte Ausführungsform des elektronischen Ballasts **10'**

[0045] Eine zweite bevorzugte Ausführungsform eines elektronischen Ballasts der vorliegenden Erfindung wird allgemein bei **10'** in [Fig. 4](#) gezeigt. Diese zweite Ausführungsform des elektronischen Ballast **10'** ist in der Struktur und Funktion der ersten bevorzugten Ausführungsform des elektronischen Ballast **10** ähnlich, der oben detailliert beschrieben wurde, der jedoch zusätzlich eine Leistungsregulierungsfunktion aufweist, sodass die an die CMH-Lampe **100** angelegte Leistung P trotz Änderungen in dem Lampenwiderstand, die während des Betriebs der Lampe auftreten, im Wesentlichen konstant bleibt. Die Komponenten des elektronischen Ballasts **10'** bei der zweiten Ausführungsform, die mit den Komponenten des elektronischen Ballast **10** bei der ersten Ausführungsform identisch sind, wurden die gleichen Bezugswerte wie bei der ersten Ausführungsform zugewiesen, und die Beschreibung dieser Komponenten und ihre Funktionen werden im Interesse der Kürze nicht wiederholt.

[0046] Wie oben angegeben, ist das zusätzliche neuartige Merkmal des elektronischen Ballasts **10'** die Aufnahme der Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300**, die arbeitet, um sicherzustellen, dass die an die CMH-Lampe **100** angelegte Leistung P ohne Rücksicht auf die für die Verwendung ausgewählte Lampe oder irgendeiner Änderung im Lampenwiderstand während des Betriebs im Wesentlichen konstant ist. Aufgrund normaler Variationen, die beim Herstellungsprozess auftreten, werden unterschiedliche CMH-Lampen geringfügig unterschiedliche Nennwiderstände (Zimmertemperaturwiderstände) aufweisen. Außerdem wird, wenn eine CMH-Lampe altert, ihr Widerstand geringfügig ansteigen. Für eine gegebene CMH-Lampe **100** wird, wenn sich die Lampe während des Betriebs erwärmt, ihr Widerstand abnehmen. Eine typische CMH-Lampe **100** mit einem Nennwiderstand von 600 Ω kann den Widerstand auf etwa 400 Ω während des kontinuierlichen Betriebs verringern. Weil die an eine CMH-Lampe angelegte Leistung die Farbe des emittierten Lichts bestimmt, ist es sehr wünschenswert, eine im Wesentlichen konstante Leistung an eine CMH-Lampe anzulegen, sodass die Farbe des emittierten Lichts die gleiche von Lampe zu Lampe ist, und sodass außerdem die Farbe von emittiertem Licht für eine gegebene CMH-Lampe konstant bleibt, wenn sich die Lampe während des Betriebs erwärmt.

[0047] Im Wesentlichen überwacht die Leistungsre-

gulierungs-Schaltungsanordnung **300** den Drain-Strom I_d durch den komplementären MOS-FET-Transistor **22**. Ein Transformator **320** wird anstatt der 1,5 μH Spule **44** in der Umkehrschaltung **11d** verwendet, eine Primärwicklung **320a** des Transformators **320** ersetzt die Spule **44** und die Sekundärwicklung **320b** des Transformators **320** ist Teil der Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300**. Die Sekundärwicklung **320b** ist zwischen den Knoten **52**, **54** der Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** gekoppelt. Beim Abfühlen einer Änderung in dem Strom I_d , der durch die komplementären MOS-FET-Transistoren **12**, **22** fließt, wird sich der Strom (mit I_s in [Fig. 4](#) gekennzeichnet) durch die Sekundärwicklung **320b** des Transformators **320** ändern, und wird durch induktive Koppelung den Strom (mit I_p in [Fig. 4](#) gekennzeichnet) durch die Primärwicklung **320b** in der Umkehrschaltung **11d** ändern.

[0048] Durch Ändern des Stroms I_p durch die Primärwicklung **310a** wird sich die Frequenz der Schwingung der Umkehrschaltung **11d** ändern. Da die Umkehrschaltung das LC-Tanknetzwerk **51** anregt oder treibt, wird das Ändern der Frequenz der Umkehrschaltung **11d** die über die CMH-Lampe **100** durch das LC-Tanknetzwerk **51** angelegte Spannung ändern. Es sei daran erinnert, dass die Frequenz der Schwingung der Umkehrschaltung **11d** ungefähr 2,6 MHz beträgt, und die Resonanzfrequenz des durch die Umkehrschaltung **11d** getriebenen LC-Tanknetzwerks **51** gleich 2,46 MHz ist. Wie oben mit Bezug auf den Betrieb der Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** beschrieben wurde, steigt, wenn sich die Frequenz der Umkehrschaltung **11d** von 2,6 MHz verringert und sich enger an die 2,46 MHz Resonanzfrequenz des LC-Tanknetzwerks **51** nähert, die durch das LC-Tanknetzwerk **51** ausgegebene Spannung an. Dies ist so, weil das LC-Tanknetzwerk **51** bei einer Frequenz angeregt wird, die näher an ihrer Resonanzfrequenz ist, und daher steigt die über die Lampenelektroden **102**, **104** angelegte Spannung dementsprechend an. Umgekehrt nimmt, wenn die Frequenz der Umkehrschaltung **11d** über 2,6 MHz ansteigt, d.h. von der 2,6 MHz Resonanzfrequenz des LC-Tanknetzwerks weiter weg ist, die durch das LC-Tanknetzwerk **51** ausgegebene Spannung ab, und daher nimmt die über die Spannung **100** angelegte Spannung dementsprechend ab.

[0049] Bei einer Änderung in dem Widerstandswert der CMH-Lampe **100** wird sich der Strom I_d durch die komplementären MOSFET-Transistoren **12**, **22** dementsprechend ändern. D.h., wenn der Widerstand der Lampe **100** abnimmt, wenn sich die Lampe während des Betriebs erwärmt, wird der Drain-Strom I_d durch die Transistoren **12**, **22** ansteigen. Wenn der MOS-FET-Drain-Strom I_d ansteigt, steigt der Strom I_s durch die Sekundärspule **320b** dementsprechend an. Wenn der Strom I_s durch die Sekundärspule **320b** ansteigt, nimmt der induktiv gekoppelte Strom I_p

durch die Primärspule **320a** der Umkehrschaltung **11d** ebenfalls zu. Das Erhöhen des Stroms I_p erhöht den Phasenwinkel und die Frequenz der Schwingung der Umkehrschaltung **11d**. Da das LC-Tanknetzwerk **51** und die Umkehrschaltung **11d** induktiv durch Primär- und Sekundärspulen **45a**, **45b** gekoppelt sind, erhöht das Erhöhen der Frequenz der Schwingung der Umkehrschaltung **11d** die Anregungsfrequenz des LC-Tanknetzwerks **51** und verringert dementsprechend die über die Lampe **100** durch das LC-Tanknetzwerk **51** angelegte Spannung V_o .

[0050] Die Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300** arbeitet ebenfalls, um eine im Wesentlichen konstante Leistung P aufrechtzuerhalten, die an die Lampe **100** angelegt wird, wenn der Widerstand der Lampe **100** ansteigt. Beispielsweise nimmt, wenn die Lampe abgeschaltet wird und sich abkühlt, der Widerstandswert der Lampe zu. Wenn die Lampe **100** dann erneut nach dem Abkühlen angeschaltet wird, wird der MOSFET-Drain-Strom I_d im Betrag niedriger sein, als er während des heißen Betriebs war, und der Strom I_s durch die Sekundärspule **320** wird entsprechend niedriger sein. Wenn der Strom I_s durch die Sekundärspule **320b** niedriger ist, wird der induktiv gekoppelte Strom I_p durch die Primärspule **320a** der Umkehrschaltung **11d** ebenfalls niedriger sein. Das Verringern des Stroms I_p verringert den Phasenwinkel und die Frequenz der Schwingung der Umkehrschaltung **11d**. Das Verringern der Frequenz der Schwingung der Umkehrschaltung **11d** verringert die Anregungsfrequenz des LC-Tanknetzwerks **51** zu der Resonanzfrequenz des Netzwerks (2,45 MHz) hin und erhöht dementsprechend die über Lampe **100** durch das LC-Tanknetzwerk **51** angelegte Spannung V_o .

[0051] Da der Strom I_d durch die komplementären MOSFET-Transistoren **12**, **22** der Gleiche wie der Strom I_L durch die Lampe ist, steuert die Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300** wirksam die an die Lampe **100P** angelegte Leistung. D.h., wenn I_d und I_L (aufgrund einer Abnahme in dem Widerstand der Lampe) ansteigen, wird die Lampenspannung V_o nach unten getrieben, um die Lampenleistung P ungefähr konstant zu halten, und wenn I_d und I_L (aufgrund eines Anstiegs in dem Widerstand der Lampe) abnehmen, wird die Lampenspannung V_o höher getrieben, um die Lampenleistung P ungefähr konstant zu halten.

[0052] Die Komponenten der Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300** werden allgemein in den mit **300** gekennzeichneten gestrichelten Linien in **Fig. 4** (ohne die Komponenten der Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50**) gezeigt. Die Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300** umfasst einen Operationsverstärker **302**, der als ein integrierender Fehlerverstärker mit einem 470 pF integrierenden Kondensator **303** in der Rückkopplungs-

schleife des Verstärkers **302** konfiguriert ist. Die Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300** umfasst ferner ein Tiefpassfilter **304**, um die Wechselstromkomponente einer abgefühlten Umkehrschaltungs-Ausgangssignalspannung V_{sensed} auszufiltern, die typischerweise bei 2,6 MHz schwingt.

[0053] Eine weitere Komponente der Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300** ist ein 10Ω Sensorwiderstand **306**, der den durch die komplementären MOSFET-Transistoren **12**, **22** der Umkehrschaltung **11d** fließenden Strom I_d abfühlt. Das Spannungssignal V_{sensed} oben an dem Widerstand **302** (nach Filterung durch das Tiefpassfilter **304**) wird durch das Tiefpassfilter **304** gefiltert, um ein Spannungssignal V_f zu erzeugen, das in einen invertierenden Anschluss **332** des Operationsverstärkers **302** eingegeben wird. Die Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300** umfasst ferner eine Sollwertspannungsschaltung **308** zum Festlegen einer Sollwertspannung V_{sp} , die in einen nicht invertierenden Anschluss **330** des Operationsverstärkers **302** einzugeben ist. Schließlich umfasst die Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300** ein Paar von n-Kanal-MOSFET-Steuertransistoren **310**, **312** und die dazwischen gekoppelte 1,5 μH Sekundärwicklung **320b**, die verwendet wird, um die Frequenz der Schwingung der Umkehrschaltung **11d** zu modifizieren und dadurch die an die Lampe **100** angelegte Spannung V_o zu ändern, und dadurch die an die Lampe angelegte Leistung P zu steuern.

[0054] Wie oben bemerkt wurde, ist die Sekundärwicklung **320b** induktiv mit der Primärwicklung **320a** der Umkehrschaltung **11d** gekoppelt, wobei somit die Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300** (und die Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50**) elektrisch von der Umkehrschaltung **11d** isoliert sind. Vorzugsweise ist das Wicklungsverhältnis der Primär- und Sekundärwicklungen **320a**, **320b** des Transformators **320** gleich 1:1.

[0055] Der Operationsverstärker **302** ist als ein integrierender Fehlerverstärker konfiguriert und weist eine Sollwertspannung V_{sp} auf, die in den nicht invertierenden Eingangsanschluss **330** des Verstärkers **302** eingegeben wird. Der Betrag der Sollwertspannung V_{sp} bestimmt die an die Lampe **100** angelegte Leistung, da der Verstärker **302** danach strebt, einen stationären Zustand zu erreichen, bei dem der an dem nicht invertierenden Anschluss **303** vorhandene Spannungsbetrag gleich dem an dem invertierenden Anschluss **332** vorhandenen Spannungsbetrag ist.

[0056] Wenn beispielsweise angenommen wird, dass die Sollwertspannung V_{sp} , die an den nicht invertierenden Verstärkeranschluss **330** angelegt wird, auf 1 V Gleichspannung eingestellt wird, wird unter stationären Bedingungen die an dem invertierenden

Anschluss **332** vorhandene Spannung ebenfalls gleich 1 V Gleichspannung sein. Damit 1 Volt an dem invertierenden Anschluss **332** vorhanden ist, muss es einen entsprechenden 1 V Gleichspannungsabfall über den 10 Ω Sensorwiderstand **306** geben. Ein 1 V Gleichspannungsabfall über den Sensorwiderstand **306** würde erfordern, dass der Drain-Strom I_d , der durch den Sensorwiderstand **306** fließt, gleich 0,1 A oder 100 mA, $I_d = 1 \text{ V} / 10 \Omega = 100 \text{ mA}$ sein würde. Da der gleiche Strom I_d , der durch den Sensorwiderstand **306** fließt, ebenfalls durch die Lampe I_L fließt, kann die an die Lampe **100** angelegte Leistung berechnet werden.

[0057] Wenn beispielsweise angenommen wird, dass die Spannung V_{DC} des Gleichstrombusses **11a** gleich 150 V, die Sollwertspannung auf $V_{sp} = 1 \text{ V}$ eingestellt und der Drain-Strom $I_d = 100 \text{ mA}$ ist, ist die an die Lampe **100** angelegte Leistung gleich $P = (150 \text{ V})(100 \text{ mA}) = 15 \text{ W}$. Wie aus diesen Berechnungen ersichtlich ist, würde das Ändern der Sollwertspannung V_{sp} die an die Lampe angelegte Leistung proportional ändern, z.B. würde $V_{sp} = 2 \text{ V}$ zu einem Sensorstrom $I_s = 200 \text{ mA}$ und einer an die Lampe P angelegten Leistung $P = 30 \text{ W}$ führen.

[0058] Der 10 Ω Sensorwiderstand **306** ist zwischen einem Drain-Anschluss **26** des MOSFET-Transistors **22** der Umkehrschaltung und der Masse des Inverters oder Erde G gekoppelt. Die Spannung über den Sensorwiderstand **306** umfasst eine Wechselstromkomponente, die eine Frequenz der Umkehrschaltung **11d**, normalerweise 2,6 MHz, aufweist. Das Tiefpassfilter **304** filtert die 2,5 MHz Wechselstromkomponente der Ausgangsspannung V_{sensed} der Umkehrschaltung aus. Das gefilterte Rückkopplungssignal V_f wird von dem Ausgang des Tiefpassfilters **306** mit dem invertierenden Eingangsanschluss **332** des Fehlerverstärkers **302** gekoppelt. Das Tiefpassfilter umfasst einen 10 k Ω Widerstand **334** und einen 1 μF Kondensator **336**, der mit Erde G gekoppelt ist.

[0059] Die Sollwertspannungsschaltung **308** legt die Sollwertspannung V_{sp} fest. Die Sollwertspannungsschaltung **308** ist mit der Busleitungsgleichspannung V_{DC} gekoppelt und umfasst einen Widerstand und ein Kondensatornetzwerk, das zu einer Bezugsspannung V_{ref} am Knoten **340** führt, die verwendet wird, um den Operationsverstärker **302** und die Sollwertspannung V_{sp} am Knoten **342** zu treiben. Der Sollwertspannungswert V_{sp} kann eingestellt werden, um die an die Lampe **100** angelegte Leistung P zu ändern. Unter der Annahme, dass die an die Lampe anzulegende Leistung bekannt ist, kann der Wert des Widerstands **344** festgelegt werden. Geeignete Werte für die Sollwertspannungsschaltung **308** sind wie folgt: ein 20 k Ω Widerstand **344**, ein 47 k Ω Widerstand **346**, ein 47 k Ω Widerstand **348** und ein 0,1 F Kondensator **350**, die in Reihe zwi-

schen dem Gleichstrombus **11a** und Erde G gekoppelt sind; ein 20 k Ω Widerstand **352**, der zwischen den Knoten **342** und **342** gekoppelt ist, und ein 0,2 μF Kondensator **354**, der zwischen dem Knoten **342** und Erde G gekoppelt ist. Typische Werte von V_{ref} und V_{sp} sind $V_{ref} = 5 \text{ V}$ und $V_{sp} = 1 \text{ V}$.

[0060] Der Fehlerverstärker **302** erzeugt eine Ausgangsspannung V_{oa} an seinem Ausgangsanschluss **228**, die proportional einem Betrag der zwischen den nicht invertierenden und invertierenden Anschlüssen **330**, **332** abgefühlten Spannungsdifferenz, nämlich dem Betrag der Differenz zwischen V_{sp} und V_f ist. Der Ausgangsanschluss **338** des Fehlerverstärkers **302** ist mit den Gate-Anschlüssen **360**, **362** des Paares von n-Kanal-MOSFET-Steuertransistoren **310**, **312** gekoppelt. Die Sekundärwicklung **320b** ist zwischen den Knoten **52**, **54** der Schutzschaltung für einen heißen Neustart **50** gekoppelt. Die Drain-Anschlüsse **364**, **366** der Steuertransistoren **310**, **312** sind ebenfalls mit den Knoten **52**, **54** gekoppelt. Die Source-Anschlüsse **368**, **370** der Steuertransistoren **310**, **312** sind mit der Bezugsgleichspannung V_{ref} gekoppelt, die einen Betrag von etwa 5 V aufweist.

Betrieb der Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung

[0061] Unter stationären Bedingungen, d.h., bei denen der Drain-Strom I_d konstant ist, ist die Differenz zwischen der Sollwertspannung und der gefilterten abgefühlten invertierten Schaltungsspannung $V_{sp} - V_f$ an den nicht invertierenden und invertierenden Anschlüssen **330**, **332** des Operationsverstärkers im Wesentlichen Null. Dies führt dazu, dass der Operationsverstärker eine Ausgangsspannung V_{oa} von im Wesentlichen Null aufweist und die Steuertransistoren **310**, **312** beide aus sind. Unter derartigen Bedingungen wird der Strom I_s durch die Sekundärwicklung **320b** lediglich durch den Strom I_p durch die Primärwicklung **320a** bestimmt. Unter derartigen Bedingungen hat die Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300** keine Auswirkung auf die Frequenz der Schwingung der Umkehrschaltung **11d** oder der durch das LC-Tanknetzwerk **51** an die Lampe **100** angelegten Spannung.

[0062] Wenn der Widerstand der Lampe **100** abnimmt, wie es stattfinden würde, wenn sich die Lampe erwärmt, wird der Strom I_d (und I_L) ansteigen, was zu einer erhöhten gefilterten abgefühlten Spannung V_f an dem invertierenden Anschluss **332** des Operationsverstärkers führt. Die erhöhte gefilterte abgefühlte Spannung V_f wird die an den nicht invertierenden Anschluss **330** angelegte Sollwertspannung V_{sp} überschreiten. Der Operationsverstärker **302** wird als ein Fehlerverstärker arbeiten, und die Ausgangsspannung V_{oa} an dem Ausgangsanschluss **338** wird sich von im Wesentlichen Null zu einem negativen Wert proportional zu dem Betrag der Spannungsdif-

ferenz zwischen V_f und V_{sp} ändern. Der negative Wert von V_{oa} wird veranlassen, dass sich einer der Steuertransistoren **310**, **312** anschaltet, und den Strom I_s durch die Sekundärwicklung **320b** verringern.

[0063] Das Verringern des Stroms I_s durch die Sekundärwicklung **320b** wird den Strom I_p durch die Primärwicklung **320a** durch induktive Koppelung proportional verringern. Die Abnahme in dem Strom I_p wird die Frequenz der Schwingung der Umkehrschaltung **11d** über 2,6 MHz erhöhen und dazu führen, dass das LC-Tanknetzwerk **51** entfernter von seiner Resonanzfrequenz (2,46 MHz) betrieben oder getrieben wird. Das Treiben des Tanknetzwerks **51** bei einer höheren Frequenz wird die über die Lampe **100** angelegte Ausgangsspannung V_o verringern. Somit wird der Anstieg in dem Strom I_L durch die Lampe **100**, der aus dem verringerten Lampenwiderstandwert resultiert, durch die verringern Ausgangsspannung V_o ausgeglichen, sodass die an die Lampe **100** angelegte Leistung P ungefähr konstant bleibt.

[0064] Wenn der Widerstand der Lampe **100** ansteigt, wie er würde, wenn die Lampe abgekühlt wird (z.B. fällt Umgebungstemperatur in der Nähe ab), wird der Strom I_d (und I_L) sich verringern, was zu einer verringerten gefilterten abgefühlten Spannung V_f an dem invertierenden Anschluss **332** des Operationsverstärkers führt. Die erhöhte gefilterte abgefühlte Spannung V_f wird unter die an den nicht invertierenden Anschluss **330** angelegte Sollwertspannung V_{sp} fallen. Der Operationsverstärker **302** wird als ein Fehlerverstärker arbeiten, und die Ausgangsspannung V_{oa} an dem Ausgangsanschluss **338** wird sich von im Wesentlichen Null in einen positiven Wert proportional zu dem Betrag der Spannungsdifferenz zwischen V_f und V_{sp} ändern. Der positive Wert von V_{oa} wird bewirken, dass sich der Andere der Steuertransistoren **310**, **312** anschaltet, und den Strom I_s durch die Sekundärwicklung **320b** erhöhen.

[0065] Das Erhöhen des Stroms I_s durch die Sekundärwicklung **320b** wird den Strom I_p durch die Primärwicklung **320a** durch induktive Kopplung proportional erhöhen. Der Anstieg in dem Strom I_p wird die Frequenz der Schwingung der Umkehrschaltung **11d** unter 2,6 MHz verringern und dazu führen, dass das LC-Tanknetzwerk **51** näher bei seiner Resonanzfrequenz (2,46 MHz) betrieben oder getrieben wird. Das Treiben des Tanknetzwerks **51** bei einer niedrigeren Frequenz wird die über die Lampe **100** angelegte Ausgangsspannung V_o erhöhen. Somit wird die Abnahme in dem Strom I_L durch die Lampe **100**, die aus dem erhöhten Lampenwiderstand resultiert, durch die angestiegene Ausgangsspannung V_o ausgeglichen, sodass die an die Lampe **100** angelegte Leistung P ungefähr konstant bleibt.

[0066] Als ein typisches Beispiel wird, wenn ge-

wünscht wird, dass die Lampenleistung P gleich 15 W ist und sich der Lampenwiderstand von 400–600 Ω während des Betriebs der Lampe verändert, die Leistungsregulierungs-Schaltung **300** die Lampenleistung P in einem Bereich von 13,5 bis 16,5 W oder $\pm 10\%$ der gewünschten Leistung über dem Lampenwiderstandsbereich von 400 bis 600 Ω aufrecht erhalten. Ohne die Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung würde der Bereich der Leistung P typischerweise ungefähr von 13,5 W bis 19 W reichen.

Dritte bevorzugte Ausführungsform des elektronischen Ballasts **10''**

[0067] Eine dritte bevorzugte Ausführungsform eines elektronischen Ballasts der vorliegenden Erfindung wird allgemein bei **10''** in [Fig. 5](#) gezeigt. Diese dritte Ausführungsform des elektronischen Ballasts ist in der Struktur und Funktion der zweiten bevorzugten Ausführungsform des oben ausführlich beschriebenen elektronischen Ballast **10'** ähnlich. Die Komponenten bei dem elektronischen Ballast **10''** der dritten Ausführungsform, die identisch mit den Komponenten der ersten und/oder zweiten Ausführungsformen des elektronischen Ballast **10**, **10'** sind, wurden die gleichen Bezugswerte wie bei den ersten und/oder zweiten Ausführungsformen zugewiesen, und die Beschreibung dieser Komponenten und ihrer Funktionen wird im Interesse der Kürze nicht wiederholt.

[0068] Die Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300'** des elektronischen Ballasts **10''** ist der Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300** des elektronischen Ballasts **10'** ähnlich, wobei jedoch die Sollwertspannungsschaltung **308** der zweiten Ausführungsform durch Benutzen eines Operationsverstärker **380** modifiziert wird, der als ein invertierender Niederspannungsverstärker konfiguriert ist, der arbeitet, um die in den nicht invertierenden Anschluss **330** des Operationsverstärkers **302** eingegebene Sollwertspannung V_{sp} zu ändern, sodass die an die Lampe **100** angelegte Leistung P trotz irgendwelcher Veränderungen in der Busleitungsspannung V_{DC} , die von Spannungsvariationen der Wechsellspannungsquelle **150**, d.h. der Netzleitungswechsellspannung, resultieren, im Wesentlichen konstant bleibt. Obwohl die Leistungsregulierungs-Schaltung **300** eine bedeutende Verbesserung der Leistungsregulierungs-Fähigkeit gegenüber einer Ballastschaltung ohne Leistungsregulierungs-Schaltung darstellt, verbessert die Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300'** der dritten Ausführungsform die Leistungsregulierungs-Fähigkeit weiter. Als ein typisches Beispiel wird, wenn gewünscht wird, dass die Lampenleistung P gleich 15 W ist und sich der Lampenwiderstand von 400 bis 600 Ω während des Betriebs der Lampe verändert, die Leistungsregulierungs-Schaltungsanordnung **300'** die Lampenleistung P in einem Bereich von 14,7 W bis

15,3 W oder $\pm 2\%$ der gewünschten Leistung über den Lampenwiderstandsbereich von 400–600 Ω aufrechterhalten. Die Sollwertspannungsschaltung **308'** der dritten Ausführungsform umfasst den Operationsverstärker **380**, der als ein invertierender Niederwertspannungsverstärker mit einem 10 k Ω Rückkopplungswiderstand **382** konfiguriert ist. Die Nennsollwertspannung V_{ns} , die an dem nicht invertierenden Anschluss **384** des Operationsverstärkers **380** vorhanden ist, ist $V_{\text{ns}} = [(R388/(R388 + R386)) \times V_{\text{CC}}$, wobei R388 der Widerstandswert des Widerstands **388**, R386 der Widerstandswert des Widerstands **386** und V_{CC} eine Bezugsspannung von 5 V Gleichspannung ist.

[0069] Durch Überlagerung wird die Sollwertspannung V_{sp} , die an dem Ausgangsanschluss des Operationsverstärkers **384** erzeugt wird, wie folgt berechnet:

$$V_{\text{sp}} = [(R382 + R346 + R348)/(R346 + R348)] \times V_{\text{ns}} - [(R382/(R346 + R348)) \times V_{\text{DC}}],$$

wobei R382 der Widerstandswert des Widerstands **382**, R346 der Widerstandswert des Widerstands **346**, R348 der Widerstandswert des Widerstands **348**, V_{DC} die Gleichspannung der Busleitung **11a** und V_{ns} die nominale Sollwertspannung ist, die an den nicht invertierenden Anschluss **384** angelegt wird. Typische Widerstandswerte für die Widerstände sind: R386 = 20 k Ω , R388 = 20 k Ω , R346 = 1,3 M Ω , R348 = 200 k Ω .

[0070] Die Sollwertspannungsschaltung **350'** gibt eine Sollwertspannung V_{sp} aus, die mit Schwankungen in der Spannungsgröße V_{DC} der Gleichstrombusleitung **11d** verändert wird, sodass die an die Lampe **100** angelegte Leistung im Wesentlichen konstant bleiben wird, sogar wenn die Busleitungsgleichspannung aufgrund von Variationen in der Spannung der Wechselstromnetzleitung **110** schwankt.

[0071] Bei der Sollwertspannungsschaltung **350** wird eine nominale Sollwertspannung V_{ns} durch ein Spannungsteilernetzwerk festgelegt, das eine konstante Gleichspannungsquelle V_{CC} , z.B. $V_{\text{CC}} = 5$ V, und ein Paar von Widerständen **386**, **388** umfasst. Die nominale Sollwertspannung V_{ns} wird ausgewählt, sodass die gewünschte Lampenleistung P erreicht wird, wobei die Gleichspannung V_{DC} der Busleitung **11a** gleich dem erwarteten Gleichspannungsbeitrag ist, wenn die Wechselspannungsquelle **150** die erwartete Netzleitungswechselspannung bereitstellt.

Patentansprüche

1. Elektronischer Ballast (**10**) zum Zünden und Aufrechterhalten eines Entladebogens in einer lichtemittierenden Entladeröhre (**100**), wobei sich ein Widerstand der Entladeröhre mit einer Temperatur der

Entladeröhre während des Betriebs ändert, wobei der Ballast umfasst:

eine Ballastschaltungsanordnung (**11**) mit einer schwingenden Umkehrschaltung (**11d**) zum Ansteuern eines mit der Entladeröhre gekoppelten LC-Tanknetzwerks (**51**), wobei des LC-Tanknetzwerk eine zeitveränderliche Spannung an die Entladeröhre anlegt, wobei ein Spitze-zu-Spitze-Betrag der an das LC-Tanknetzwerk angelegten zeitveränderlichen Spannung durch eine Frequenz der Schwingung der Umkehrschaltung bestimmt wird, wobei die Ballastschaltung ebenfalls einen Oszillator-Rückkopplungspfad umfasst, der einen Rückkopplungs-Induktor (**44**) umfasst; **dadurch gekennzeichnet**, dass die Ballastschaltungsanordnung eine Schutzschaltung für einen heißen Neustart (**50**) umfasst, die über den Rückkopplungs-Induktor (**44**) geschaltet ist und die arbeitet, um die Amplitude der an das LC-Tanknetzwerk (**51**) angelegten Spannung zu begrenzen, und die, wenn sie aktiviert ist, Strom von dem Rückkopplungs-Induktor (**44**) wegzweigt; wobei die Schaltung (**50**) umfasst: eine erste RC-Schaltung, die einen ersten Kondensator (**86**) umfasst, der parallel mit einem ersten Widerstand (**88**) und zwischen einem ersten Knoten (**80**) und einem zweiten Knoten (**82**) der Schaltung geschaltet ist; eine zweite RC-Schaltung, die einen zweiten Kondensator (**90**) umfasst, der in Reihe mit einem zweiten Widerstand (**95**) und zwischen dem ersten Knoten (**80**) und einem dritten Knoten (**96**) geschaltet ist, wobei der dritte Knoten (**96**) mit den Anschlüssen des Rückkopplungs-Induktors (**44**) verbunden ist, wobei der zweite Kondensator einen Ladestrom empfängt, bevor die Schaltung (**50**) aktiviert ist; einen Auslöseschalter (**94**), der zwischen dem zweiten Knoten (**82**) und einem vierten Knoten (**92**) zwischen dem zweiten Kondensator (**90**) und dem zweiten Widerstand (**95**) verbunden ist, wobei der Auslöseschalter dazu dient, den Ladestrom zu dem ersten Kondensator (**86**) zu leiten; ein Paar von Diodenmitteln (**56**, **58**), die über den Rückkopplungs-Induktor (**44**) zum Begrenzen der Amplitude eines durch die Schaltung (**50**) erzeugten Spannungsimpulses geschaltet sind; ein Paar von Transistormitteln (**62**, **72**), deren Drain-Anschlüsse (**64**, **74**) über den Rückkopplungs-Induktor (**44**) und deren Source-Anschlüsse (**66**, **76**) mit dem ersten Knoten (**80**) verbunden sind, wobei die Transistormittel durch die erste RC-Schaltung aktiviert werden, um einen Strom von dem Rückkopplungs-Induktor (**44**) zu der Schaltung (**50**) abzuzweigen; wobei die Aktivierung der Schutzschaltung bewirkt, dass eine Frequenz der Inverterschaltung ansteigt, wobei sich die Frequenz des Inverters zwischen ersten und zweiten Frequenzwerten ändert, wobei der erste Frequenzwert zu der Erzeugung des Spannungsimpulses und der zweite Frequenzwert zu einem Spannungssignalverlauf führt, der im Wesentlichen eine niedrigere Amplitude als der Spannungsimpuls aufweist.

2. Elektronischer Ballast gemäß Anspruch 1, bei

dem der Bereich des vorbestimmten gewünschten Leistungsbetrags der Lampenleistung in einem Bereich von +/-15% des vorbestimmten gewünschten Leistungsbetrags ist.

3. Elektronischer Ballast gemäß Anspruch 1, bei dem die Frequenz der Schwingung der Inverterschaltung (**11d**) eine Resonanzfrequenz des LC-Tanknetzwerks (**51**) überschreitet, und wenn der Entladeröhre-Widerstand abnimmt, die Leistungsregelschaltungsanordnung (**300**) die Frequenz der Schwingung der Inverterschaltung erhöht, um den Spitze-zu-Spitze-Betrag der durch das LC-Tanknetzwerk an die Entladeröhre (**100**) angelegten zeitveränderlichen Spannung zu verringern.

4. Elektronischer Ballast gemäß Anspruch 1, bei dem die Leistungsregelschaltungsanordnung (**300**) einen ersten Operationsverstärker (**302**) umfasst, der als ein integrierender Fehlerverstärker konfiguriert ist, wobei eine Sollwert-Referenzspannung (V_{sp}) in einen ersten Eingangsanschluss (**330**) des Operationsverstärkers und eine abgefühlte Spannung (V_f) der Inverterschaltung in einen zweiten Eingangsanschluss (**332**) des Operationsverstärkers eingegeben wird, wobei die abgefühlte Spannung proportional zu einem Strom durch die Entladeröhre ist, wobei eine Ausgangsspannung (V_{oa}) des ersten Operationsverstärkers proportional zu einer Spannungsdifferenz zwischen den ersten und zweiten Eingangsanschlüssen ist, wobei die Frequenz der Schwingung der Inverterschaltung (**11d**) durch Änderungen in der Operationsverstärker Ausgangsspannung geändert wird.

5. Elektronischer Ballast gemäß Anspruch 1, bei dem die Ballastschaltungsanordnung eine Gleichrichtungsschaltungsanordnung umfasst, um eine Wechselstromleistungsquelle in ein geregelt Gleichspannungssignal umzuwandeln.

6. Elektronischer Ballast gemäß Anspruch 1, bei dem die Inverterschaltungsanordnung ein Paar von komplementären MOSFET-Transistoren umfasst, um das LC-Tanknetzwerk anzusteuern.

7. Verfahren zum Aufrechterhalten einer an eine lichtemittierende Entladeröhre angelegten Leistung innerhalb eines Bereichs eines vorbestimmten gewünschten Leistungsbetrags während der Aufrechterhaltung eines Entladebogens in der Entladeröhre, unter der Voraussetzung, dass sich ein Widerstand der Entladeröhre mit der Temperatur während des Betriebs des Entladebogens verändert, wobei das Verfahren folgende Schritte umfasst:

Bereitstellen einer Ballastschaltungsanordnung (**11**) mit einer schwingenden Umkehrschaltung (**11d**) zum Ansteuern eines mit der Entladeröhre gekoppelten LC-Tanknetzwerks (**51**), wobei des LC-Tanknetzwerk eine zeitveränderliche Spannung an die Entladeröhre

anlegt, wobei ein Spitze-zu-Spitze-Betrag der an das LC-Tanknetzwerk angelegten zeitveränderlichen Spannung durch eine Frequenz der Schwingung der Umkehrschaltung bestimmt wird, wobei die Ballastschaltung ebenfalls einen Oszillator-Rückkopplungspfad umfasst, der einen Rückkopplungs-Induktor (**44**) umfasst; gekennzeichnet durch

Bereitstellen einer Schutzschaltung für einen heißen Neustart (**50**), die über den Rückkopplungs-Induktor (**44**) geschaltet ist und die arbeitet, um die Amplitude der an das LC-Tanknetzwerk (**51**) angelegten Spannung zu begrenzen, und die, wenn sie aktiviert ist, Strom von dem Rückkopplungs-Induktor (**44**) wegzweigt; wobei die Schaltung (**50**) umfasst: eine erste RC-Schaltung, die einen ersten Kondensator (**86**) umfasst, der parallel mit einem ersten Widerstand (**88**) und zwischen einem ersten Knoten (**80**) und einem zweiten Knoten (**82**) der Schaltung geschaltet ist; eine zweite RC-Schaltung, die einen zweiten Kondensator (**90**) umfasst, der in Reihe mit einem zweiten Widerstand (**95**) und zwischen dem ersten Knoten (**80**) und einem dritten Knoten (**96**) geschaltet ist, wobei der dritte Knoten (**96**) mit den Anschlüssen des Rückkopplungs-Induktors (**44**) verbunden ist, wobei der zweite Kondensator einen Ladestrom empfängt, bevor die Schaltung (**50**) aktiviert ist; einen Auslöseschalter (**94**), der zwischen dem zweiten Knoten (**82**) und einem vierten Knoten (**92**) zwischen dem zweiten Kondensator (**90**) und dem zweiten Widerstand (**95**) verbunden ist, wobei der Auslöseschalter dazu dient, den Ladestrom zu dem ersten Kondensator (**86**) zu leiten; ein Paar von Diodenmitteln (**56, 58**), die über den Rückkopplungs-Induktor (**44**) zum Begrenzen der Amplitude eines durch die Schaltung (**50**) erzeugten Spannungsimpulses geschaltet sind; ein Paar von Transistormitteln (**62, 72**), deren Drain-Anschlüsse (**64, 74**) über den Rückkopplungs-Induktor (**44**) und deren Source-Anschlüsse (**66, 76**) mit dem ersten Knoten (**80**) verbunden sind, wobei die Transistormittel durch die erste RC-Schaltung aktiviert werden, um einen Strom von dem Rückkopplungs-Induktor (**44**) zu der Schaltung (**50**) abzuzweigen; und dadurch

Veranlassen, dass eine Frequenz der Inverterschaltung bei Aktivierung der Schutzschaltung ansteigt, wobei sich die Frequenz des Inverters zwischen ersten und zweiten Frequenzwerten ändert, wobei der erste Frequenzwert zu der Erzeugung des Spannungsimpulses und der zweite Frequenzwert zu einem Spannungssignalverlauf führt, der im Wesentlichen eine niedrigere Amplitude als der Spannungsimpuls aufweist.

8. Verfahren gemäß Anspruch 7 zum Aufrechterhalten einer an eine lichtemittierende Entladeröhre angelegten Leistung innerhalb eines Bereichs eines vorbestimmten gewünschten Leistungsbetrags, bei dem die Frequenz der Schwingung der Inverterschaltung (**11d**) eine Resonanzfrequenz des LC-Tanknetzwerks überschreitet, und wenn der Entladeröhre-Wi-

derstand abnimmt, die Leistungsregelschaltungsanordnung (**300**) die Frequenz der Schwingung der Inverterschaltung erhöht, um den Spitze-zu-Spitze-Betrag der durch das LC-Tanknetzwerk (**51**) an die Entladeröhre angelegten zeitveränderlichen Spannung zu verringern.

Es folgen 4 Blatt Zeichnungen

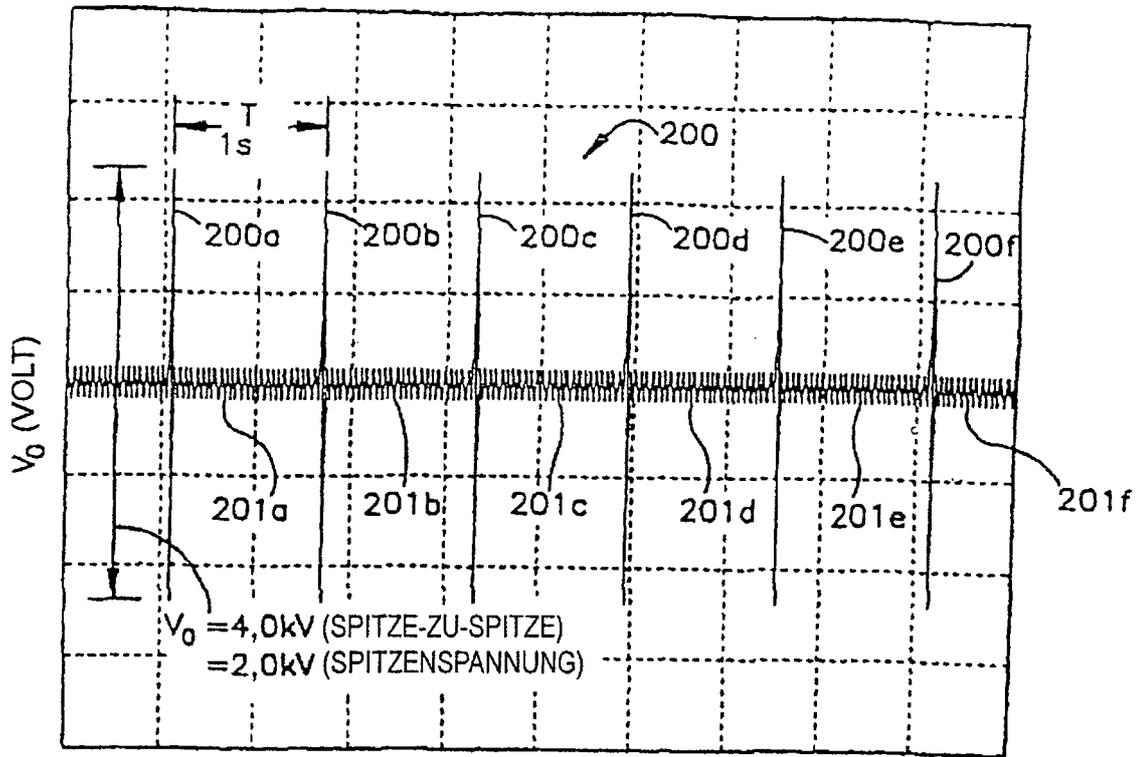


Fig.2

ZEIT (500 ms / TEILSTRICH)

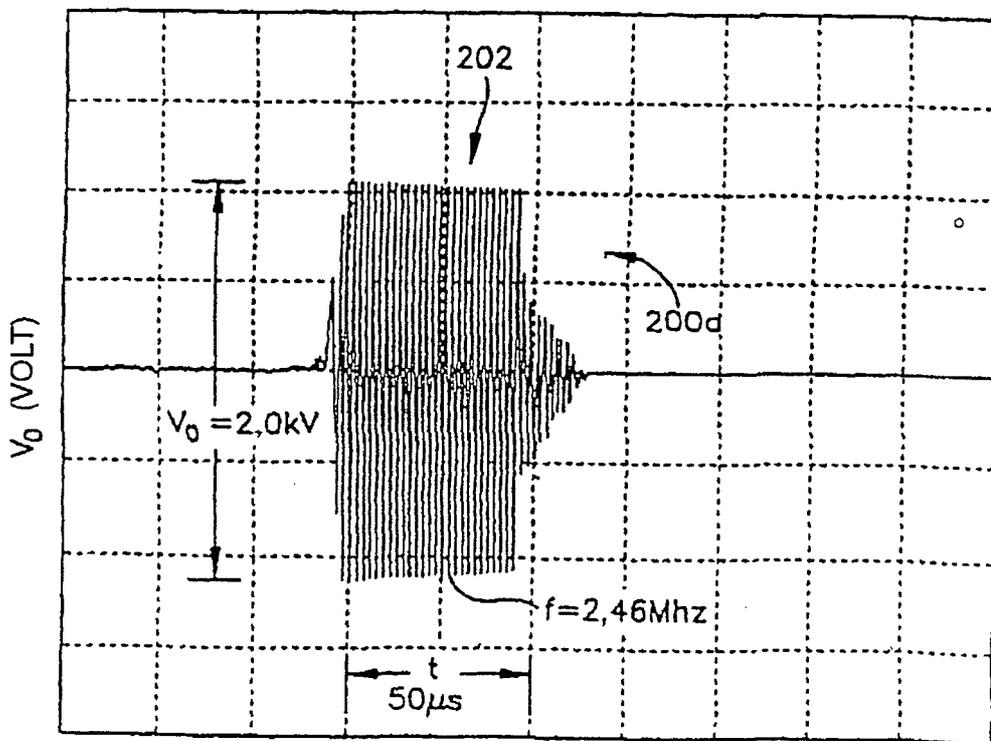


Fig.3

ZEIT (25 ms / TEILSTRICH)

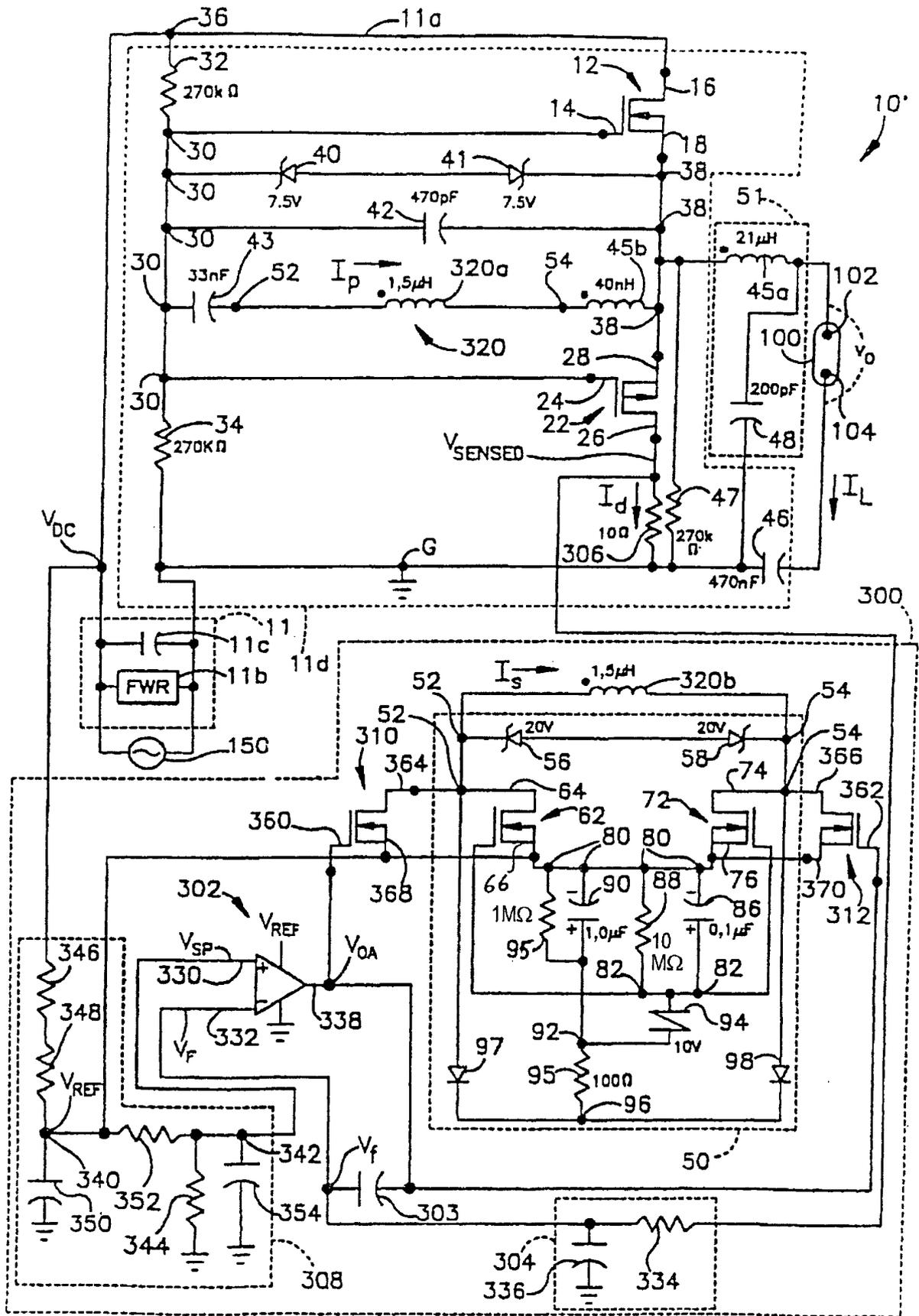


Fig.4

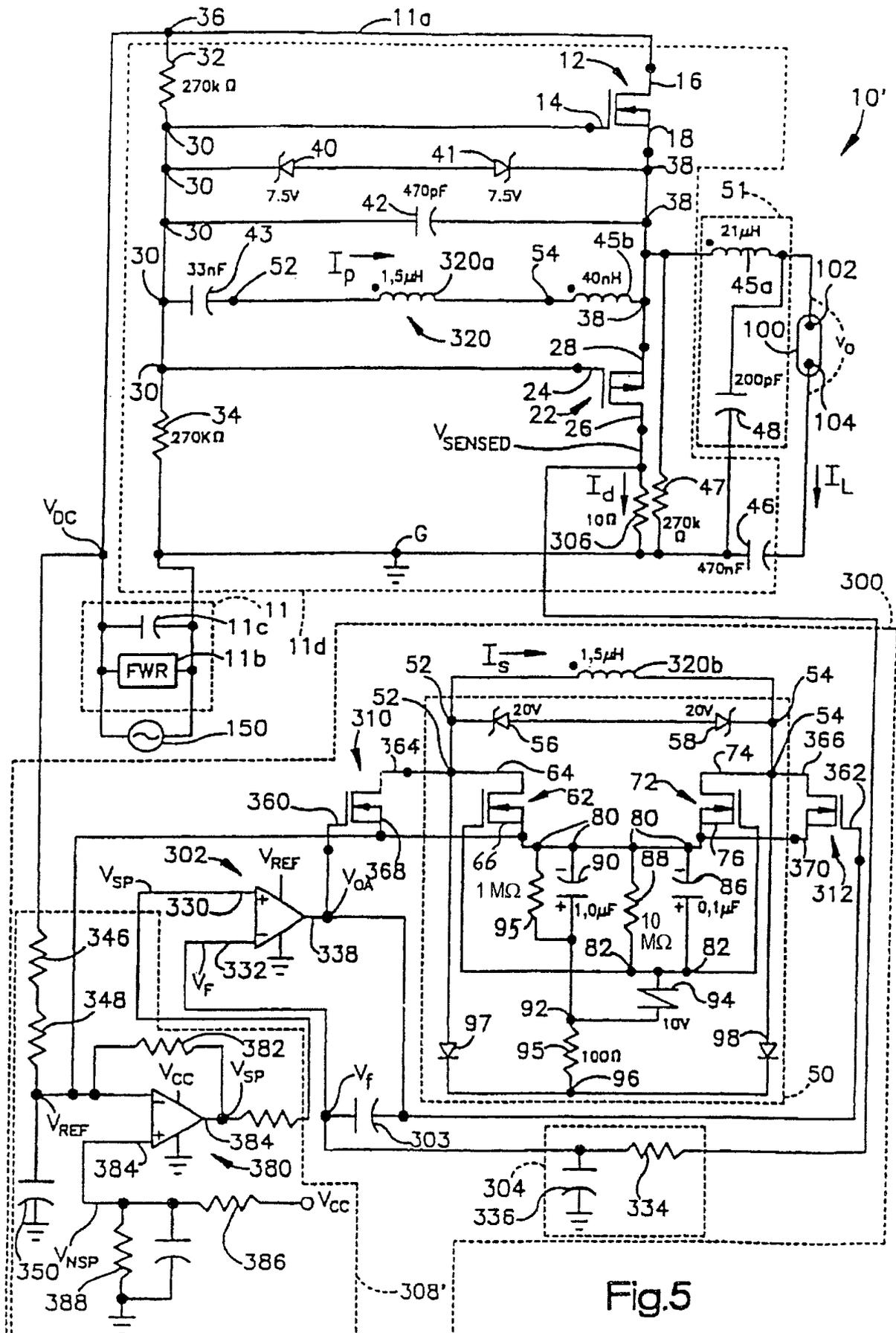


Fig.5