



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 698 18 941 T2** 2004.07.22

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 0 910 933 B1**

(51) Int Cl.⁷: **H05B 41/36**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **698 18 941.8**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/IB98/00432**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **98 907 131.1**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 98/046054**

(86) PCT-Anmeldetag: **23.03.1998**

(87) Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: **15.10.1998**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **28.04.1999**

(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **15.10.2003**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **22.07.2004**

(30) Unionspriorität:

833889 10.04.1997 US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

AT, BE, CH, DE, FI, FR, GB, IT, LI, NL

(73) Patentinhaber:

**Koninklijke Philips Electronics N.V., Eindhoven,
NL**

(72) Erfinder:

**GRADZKI, M., Pawel, NL-5656 AA Eindhoven, NL;
JANCZAK, Jerzy, NL-5656 AA Eindhoven, NL**

(74) Vertreter:

derzeit kein Vertreter bestellt

(54) Bezeichnung: **VORSCHALTGERÄT**

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] Die Erfindung betrifft allgemein ein Vorschaltgerät zur Versorgung mindestens einer Lampe in Verbindung mit einem Triac-Dimmer mit einem Einfallswinkel, wobei das Vorschaltgerät enthält:

einen Regler zum Einstellen der Lampenhelligkeit auf der Grundlage eines Dimmer-Signals; und eine Dimmer-Schnittstelle zur Leitung des Dimmer-Signals an den Regler auf der Grundlage des Einfallswinkels.

[0002] Die Erfindung betrifft auch eine Kompakt-Fluoreszenzlampe.

[0003] Eine mit Triac in der Helligkeit regelbare Fluoreszenzlampe enthält einen Triac-Dimmer und eine Kompakt-Fluoreszenzlampe. Der Triac-Dimmer steuert die zugeführte Strommenge und somit die von der Kompakt-Fluoreszenzlampe erbrachte Leuchtkraft. Triac-Dimmer sind durch einen Einfallswinkel gekennzeichnet, d. h. ein Zündwinkel zum Einschalten des Triac. Der Mindest-Einfallswinkel entspricht der Höchst-Lampenlichtleistung. Dabei gibt es allerdings keine Mindest-Einfallswinkel zum Einschalten von Triac-Dimmern. Eine effektive Schnittstelle mit einer Kompakt-Fluoreszenzlampe ist aufgrund der Variation im Mindest-Einfallswinkel bei verschiedenen Triac-Dimmern daher schwierig.

[0004] Somit ist es wünschenswert, eine verbesserte Kompakt-Fluoreszenzlampe bereitzustellen, die eine effektive Schnittstelle mit Triac-Dimmern mit verschiedenen Einfallswinkeln bilden kann. Die Schnittstelle sollte die verschiedenen Mindest-Einfallswinkel als Höchst-Lampenlichtleistung auslegen.

[0005] Allgemein und nach einem ersten Aspekt der Erfindung weist ein Vorschaltgerät zur Versorgung von mindestens einer Lampe in Verbindung mit einem Triac-Dimmer mit einem Einfallswinkel einen Regler zum Einstellen der Lampenhelligkeit auf der Grundlage eines Dimmer-Signals auf; und eine Dimmer-Schnittstelle zur Leitung des Dimmer-Signals an den Regler auf der Grundlage des Einfallswinkels. Der Regler enthält einen Begrenzer zur Festlegung eines Mindest-Einfallswinkels entsprechend einem Höchstniveau für das Dimmer-Signal durch Reduzierung der Spannung eines Signals entsprechend dem Einfallswinkel.

[0006] Variationen im Dimmer-Signal, die auf Unterschieden im Mindest-Einfallswinkel verschiedener Triac-Dimmer gründen, werden durch den Begrenzer auf einen Spannungsbereich begrenzt, der vom Regler problemlos umgewertet werden kann. Folglich legt der Begrenzer einen Mindest-Einfallswinkel (z. B. 25–30 Grad) entsprechend der Höchst-Abblendspannung fest.

[0007] Ein Triac-Dimmer erzeugt auf der Grundlage eines Einfallswinkel einen Impuls. Die Dimmer-Schnittstelle enthält Umwandler, um die Impulsbreite in eine proportional gleichgerichtete Durchschnittsspannung zu wandeln. Die proportional gleichgerichtete Durchschnittsspannung dient als

Dimmer-Signal. Allgemein enthält der Begrenzer eine Zener-Diode. Die Dimmer-Schnittstelle kann auch einen Umwerter zum Umwerten des Einfallswinkels in ein der Arbeitsphase entsprechendes Signal enthalten. Der Umwerter weist generell eine Zener-Diode auf.

[0008] Somit ist es ein Ziel der Erfindung, eine verbesserte Kompakt-Fluoreszenzlampe bereitzustellen, die eine effektive Schnittstelle mit Triac-Dimmern mit verschiedenen Mindest-Einfallswinkeln bilden kann.

[0009] Ein anderes Ziel der Erfindung ist es, ein verbessertes Vorschaltgerät mit einer Schnittstelle bereitzustellen, die verschiedenen Mindest-Einfallswinkeln entsprechende Höchst-Lampenlichtleistungen umwertet.

[0010] Weitere Ziele und Vorzüge der Erfindung werden aus der Patentschrift deutlich und ersichtlich.

[0011] Für ein besseres Verständnis der Erfindung beziehe man sich auf folgende Beschreibung in Bezug auf die begleitenden Zeichnungen, von denen:

[0012] **Fig. 1** ein Blockdiagramm einer mit Triac regelbaren Kompakt-Fluoreszenzlampe gemäß der Erfindung ist;

[0013] **Fig. 2** ein Schema eines auf **Fig. 1** gezeigten Triac-Dimmers ist;

[0014] **Fig. 3** ein Schema einer Kompakt-Fluoreszenzlampe ist;

[0015] **Fig. 4** ein logisches Blockdiagramm einer integrierten Schaltung ist, die der **Fig. 3** als Regler dient; und

[0016] **Fig. 5** ein schematisches Diagramm des auf **Fig. 3** gezeigten Schmitt-Auslösers ist.

[0017] Wie auf **Fig. 1** gezeigt wird eine Kompakt-Fluoreszenzlampe (CFL) **10** über einen Triac-Dimmer **30** von einem Netzkabel, dargestellt mit einer Netzstromquelle **20**, versorgt. Die Kompakt-Fluoreszenzlampe **10** enthält einen gedämpften elektromagnetischen Störfilter (EMI) **40** eine Zusatz-Stromversorgung **45**, einen Gleichrichter/Spannungsverdoppler **50**, eine Dimmer-Schnittstelle **55**, einen Wechselrichter **60**, eine Regelschaltung **65**, eine Ladung **70** und eine Strom-Rückkopplungsschaltung **90**. Der Ausgang des Wechselrichters **60**, der als Ausgang für das Vorschaltgerät der CFL-Lampe **10** dient, ist an die Ladung **70** angeschlossen. Die Ladung **70** beinhaltet eine Lampe **85** und eine Hohlraumresonatorschaltung, gebildet aus einer Primärwicklung **75** eines Transformators **T** und aus mehreren Kondensatoren **80**, **81** und **82**. Der gedämpfte EMI-Filter **40** dämpft beträchtlich die Oberschwingungen (z. B. Oszillationen), die von dem Wechselrichter **60** erzeugt werden. Der Gleichrichter/Spannungsverdoppler **50** richtet die von der Netzstromquelle **20** gelieferte Sinusspannung gleich, was eine Gleichstromspannung mit Brummen ergibt, die nach Verstärkung eine wesentlich konstante Gleichstromspannung wird, um dem Wechselrichter **60** zugeführt zu werden. Diese Teile der Kompakt-Fluoreszenzlampe **10** werden neben der Lampenladung **70** allge-

mein zusammengestellt und als Vorschaltgerät zur Versorgung einer Lampenladung **70** bezeichnet.

[0018] Der Wechselrichter **60** wird von der Regelschaltung **65** mit einer variierenden Schaltfrequenz auf der Grundlage der gewünschten Leuchtstärke geregelt. Die Gleichstromspannung wird von einem Wechselrichter **60** in eine der Ladung **70** zugeführte Rechteck-Spannungswellenform gewandelt. Die Stärke der Lampenlichtleistung kann erhöht und reduziert werden, indem man die Frequenz dieser Rechteck-Spannungswellenform jeweils erhöht oder reduziert.

[0019] Die gewünschte Stärke der Lampenlichtleistung wird am Triac-Dimmer **30** eingestellt und der Regelschaltung **65** über eine Dimmer-Schnittstelle **55** übermittelt. Die Strom-Rückkopplungsschaltung **90** führt einen Teil des Stroms von der Hohlraumresonatorschaltung zum Spannungsverdoppler zurück, was bewirkt, dass lediglich geringfügige Leistungsfaktor-korrekturen notwendig sind, um die Triac-Leitung nach dem Zünden aufrechtzuerhalten. Eine Zusatz-Stromversorgung **45** liefert Strom an die Regelschaltung **65**, um die Stromzufuhr zur Regelschaltung **65** zu ergänzen, wenn die Schienenspannung für den Wechselrichter **60** bei momentanen Ladungsnachfragen absinkt.

[0020] Wie auf **Fig. 2** gezeigt ist ein Triac-Dimmer **30** über ein Leitungspaar **21** und **22** an eine Netzstromquelle **20** angeschlossen. Der Triac-Dimmer **30** enthält einen Kondensator **31**, der über die serielle Verbindung eines Induktors **32** und eines variablen Widerstands **33** geladen wird. Ein Diac **34** ist an das Gate eines Triac **35** angeschlossen. Der Strom (z. B. Impulsstrom aus dem Triac **35**) wird der CFL-Lampe **10** über einen Induktor **32** und einen Triac **35** zugeführt. Am Ende von 60 Hz, dem Halbwellenzyklus, sinkt das Niveau im Triac **35** unter seinen Haltestrom ab (d. h. minimal erforderlicher Anodenstrom, um die Leitung des Triac **35** aufrechtzuerhalten). Der Triac **35** schaltet ab. Der Zündwinkel, das ist der Winkel zwischen 0 und 180 Grad, an dem der Triac **35** zu zünden beginnt, kann angepasst werden, indem man den Widerstand des variablen Widerstands **33** ändert. Der variable Widerstand **33** kann, muss aber nicht, ein Potentiometer sein. Der maximale Zündwinkel wird von der Abbruchspannung des Diac **34** begrenzt. Der Induktor **32** begrenzt die Anstiegs- oder Abfallzeit von di/dt und schützt den Triac **35** somit vor abrupten Stromänderungen. Ein Kondensator **36** dient als Begrenzer und verhindert Flackern, besonders wenn die Kabellänge zwischen dem Triac **35** und der CFL-Lampe **10** relativ lang ist. Oberschwingungen, die über die Induktanz und den Störkondensator in Verbindung mit solch langen Kabeln entstehen, werden von Kondensator **36** überbrückt. Das Flackern der Lampe **85** durch solche Oberschwingungen wird vermieden.

[0021] Der Triac-Dimmer **30** hat zwei Mindest-Abblendeinstellungen, definiert durch/in Bezug auf die CFL-Lampe **10**. Die erste Mindest-Abblendeinstel-

lung (d. h. Mindest-Abblend-Einschaltstellung) ist die kleinstmögliche Einstellung zum Einschalten der Lampe **85**. Zur zweiten Mindest-Abblendeinstellung (d. h. Mindest-Abblenddauerstellung), die zum Einfallswinkel der Abblend-Einschaltstellung einen breiteren Einfallswinkel hat, kann übergegangen werden, nachdem die Lampe **85** den Dauer-Leuchtbetrieb erreicht hat. Zur Gewährleistung eines flackerfreien Betriebes muss der von der CFL-Lampe **10** beim Vorheizen mit minimal geschalteter Abblendeinstellung aufgenommene Strom größer sein als im Dauer-Leuchtbetrieb. Die CFL-Lampe **10** nimmt in Verbindung mit dem Triac-Dimmer **30** bei Mindest-Abblendeinstellung beim Vorheizen mehr Strom auf als nach dem Vorheizen, wenn die CFL-Lampe **10** den Vorheizvorgang abschließen und in Dauer-Leuchtbetrieb arbeiten kann.

[0022] Wie auf **Fig. 3** gezeigt enthält der gedämpfte EMI-Filter **40** einen Induktor **41**, ein Kondensatorpaar **42** und **43** und einen Widerstand **44**. Der Widerstand **44** und der Kondensator **43**, die einen Begrenzer bilden, sind in Serie über den Ausgang des gedämpften EMI-Filter angeschlossen. Dieser Begrenzer dämpft die vom EMI-Filter **40** erzeugten Schwingungen beim Einschalten des Triac **35**. Diese Schwingungen würden, wenn sie von dem aus Widerstand **44** und Kondensator **43** gebildeten Begrenzer nicht begrenzt werden, das durch den Triac **35** fließende Stromniveau unter seinen Haltestrom reduzieren, was das Abschalten des Triac **35** bewirken würde. Der Widerstand **44** und der Kondensator **43** bilden auch einen Weg, um durch Filter **40** weitgehenden Stromverlust bei 60 Hz zu vermeiden.

[0023] Der Gleichrichter und Spannungsverdoppler, die einen Halbwellengleichrichter/Spannungsverdoppler in Kaskade bilden, enthalten ein Diodenpaar **D1** und **D2** und ein Kondensatorenpaar **53** und **54**. Die Dioden **D1** und **D2** richten die Sinusspannung gleich, die von dem gedämpften EMI-Filter kommt, was eine Gleichstromspannung mit Brummen ergibt. Die Kondensatoren **53** und **54** dienen zusammen als Puffer-Kondensatoren zur Verstärkung und Wandlung der gleichgerichteten Sinusspannung in eine grundlegend konstante Gleichstromspannung zur Zufuhr an den Wechselrichter **60**.

[0024] Ein Kondensator **51** und ein Diodenpaar **D3** und **D4** leiten ein Hochfrequenz-Stromrückkopplungssignal von der Hohlraumresonatorschaltung her, was hiernach genauer erläutert wird. Das Hochfrequenz-Stromrückkopplungssignal schaltet die Diode **D1** und die Diode **D3** während dem positiven Halbzyklus der 60-Hz-Wellenform zwischen leitendem und nichtleitenden Zuständen hin und her. Ähnlich schaltet die Diode **D2** und die Diode **D4** das Hochfrequenz-Stromrückkopplungssignal während dem negativen Halbzyklus der 60-Hz-Wellenform zwischen leitendem und nichtleitendem Zustand hin und her. Die von der Hohlraumresonatorschaltung (d. h. die Wicklung **75** und die Kondensatoren **80**, **81** und **82**) abgeleitete Stromrückkopplung erhält das Niveau

des Stroms durch den Triac **35** über seinem Haltestrom. Die Leitung des Triac **35** kann über einen wesentlichen Teil des 60-Hz-Halbzyklus (d. h. etwas mehr als 0,5 Millisekunden) erhalten bleiben.

[0025] Die Dimmer-Schnittstelle **55** liefert eine Schnittstelle zwischen dem Ausgang des EMI-Filters **40** und der Regelschaltung **65**. Der Winkel, bei dem der Triac **35** zündet, also der Einfallswinkel, steht für das gewünschte Leuchtniveau. Die Dimmer-Schnittstelle **55** wandelt den Einfallswinkel (d. h. die Leitimpulsbreite des Triac **35**) in eine proportional gleichgerichtete Durchschnittsspannung (d. h. das Dimmer-Signal), vereinbar mit und geleitet an eine Klemme DIM einer integrierten Schaltung (IC **109**) innerhalb der Regelschaltung **65**.

[0026] Die Dimmer-Schnittstelle **55** enthält mehrere Widerstände **56**, **57**, **58** und **61**; Kondensatoren **62**, **63** und **64**; eine Diode **66** und eine Zener-Diode **67**. Die IC **109** verweist auf eine Schaltungsmasse. Die von der Dimmer-Schnittstelle **55** aufgenommene Spannung, die an die Klemme DIM der IC **109** geleitet wird, wird jedoch von einer Gleichstromkomponente verschoben. Diese Gleichstromkomponente entspricht der Hälfte der Pufferkondensatorspannung des Spannungsverdopplers, also der Spannung durch den Kondensator **54**. Der Kondensator **62** filtert diese Gleichstromkomponente. Der Kondensator **62** hat auch eine relativ große Größe zur Anpassung der Leitungsfrequenz. Ein Widerstandspaar **56** und **57** bildet einen Spannungsteiler, der zusammen mit einer Zener-Diode **67** den Skalierungsfaktor bestimmt, der zur Erzeugung des Dimmer-Signals angewandt wird. Die Widerstände **56** und **57** versehen den Kondensator **62** auch mit einem Entladeweg. Die der Klemme DIM zugeführte gleichgerichtete Durchschnittsspannung wird von der Zener-Spannung der Zener-Diode **67** reduziert. Die Zener-Diode **67** begrenzt somit die maximale gleichgerichtete Durchschnittsspannung (entsprechend der Volllichtleistung), die der Klemme DIM zugeführt wird. Variationen in der maximalen gleichgerichteten Durchschnittsspannung aufgrund von Unterschieden im Mindesteinfallswinkel verschiedener Triac-Dimmer werden von der Zener-Diode **67** auf einen Spannungsbereich begrenzt, der von der IC **109** direkt genutzt werden kann. Anders gesagt sieht die Zener-Diode **67** einen Mindesteinfallswinkel (d. h. 25–30 Grad) entsprechend dem Höchstniveau für das Dimmer-Signal vor.

[0027] Die Zener-Diode **67** begrenzt auch den maximalen Zünd- (Einfalls-)Winkel des Triac **35** während des positiven Halbzyklus der 60-Hz-Wellenform (d. h. auf ca. 150 Grad). Der Zündwinkel wird auf der Grundlage der Widerstände **56** und **57** gewählten Werte und der Abbruchspannung der Zener-Diode **67** angepasst. Über einem bestimmten Zündwinkel (d. h. über 150 Grad) ist der Schienenstrom des Busses **101** zu niedrig, um eine ausreichende Spannung an Klemme VDD zur Versorgung der IC **109** zu entwickeln. Der Wechselrichter **60** ist so nicht einsatzfähig

und die Lampe **85** leuchtet nicht.

[0028] Die meisten Triac-Dimmer haben einen minimalen Zünd- (Einfalls-)Winkel von 25 bis 30 Grad, was der vollen Lichtleistung entspricht. Bei solch kleinen Einfallswinkeln wird dem Kondensator **64** die maximale gleichgerichtete Durchschnittsspannung zugeführt. Mehrere Widerstände **56**, **57**, **58** und **59** und die Zener-Diode **67** beeinflussen die Dimmer-Kurve und bestimmen insbesondere den maximalen Zündwinkel, bei dem die Lampe **85** volle Lichtleistung liefert. Somit bestimmen die Widerstände **56**, **57**, **58** und **59** und die Zener-Diode **67** die gleichgerichtete Durchschnittsspannung, die von der Klemme DIM der IC **109** auf der Grundlage des Zündwinkels des gewählten Triac **35** abgetastet wird. Die Schaltung zur Durchschnittnahme der gleichgerichteten Spannung wird aus dem Widerstand **61** und dem Kondensator **64** gebildet. Ein Kondensator **63** filtert die Hochfrequenzkomponenten des dem Widerstand **61** und dem Kondensator **64** zugeführten Signals.

[0029] Während dem negativen Halbzyklus der 60-Hz-Wellenform begrenzt eine Diode **66** die negative Spannung, die der Durchschnittnahmeschaltung (Widerstand **61**, Kondensator **64**) zugeführt wird, auf einen Diodenabfall (d. h. ca. 0,7 Volt). In einer anderen Ausführungsform kann eine Zener-Diode **66'** anstatt der Diode **66** verwendet werden, um das Dimmer-Signal gegenüber Spannungsvariationen der Netzstromquelle **20** unempfindlich zu machen. Die Zener-Diode **66'** klemmt die der Klemme DIM zugeführte Spannung fest, womit das gewünschte Lichtniveau auf der Grundlage der Arbeitsphase der Spannung anstatt der gleichgerichtete Durchschnittsspannung bestimmt werden kann. Wenn z. B. der Einfallswinkel für eine Höchstlichtleistung von Lampe **85** auf ca. 30 Grad gebracht wird, würde der Arbeitsphase etwas weniger als 50% entsprechen. Wenn der Einfallswinkel ansteigt, um die Lampenlichtleistung **85** zu reduzieren, würde die Arbeitsphase abnehmen.

[0030] Der Wechselrichter **60** ist als Halbbrücke konfiguriert und enthält einen Zuführbus (Schiene) **101**, einen Rückführbus **102** (d. h. die Schaltungsmasse), ein Schalterpaar (z. B. Leistungs-MOSFETs) **100** und **112**, die in Serie zwischen den Bus **101** und den Bus **102** geschaltet sind. Die Schalter **100** und **112** sind an einem Übergang **110** vereint und werden als gemeinsam eine Totempolanordnung bildend bezeichnet. Die als Schalter **100** und **112** dienenden MOSFETs haben jeweils ein Gate-Paar G1 und G2. Ein Kondensatorenpaar **115** und **118** ist an einem Übergang **116** miteinander verbunden und in Serie zwischen Übergang **110** und **102** angeschlossen. Eine Zener-Diode **121** ist parallel zum Kondensator **118** angeschlossen. Eine Diode **123** ist zwischen einer Klemme VDD der IC **109** und dem Bus **102** angeschlossen.

[0031] Die Wicklung **75**, der Kondensator **80**, ein Kondensator **81** und ein Gleichstrom-Sperrkondensator **126** sind an einem Übergang **170** miteinander verbunden. Ein Paar Sekundärwicklungen **76** und **77**

des Transformators T sind für die Zufuhr von Spannungen an die Glühfäden der Lampe **85** während ihrer vorab verlaufenden Vorheizzeit und bei einer Betriebslampenladung **85** unter der Vollichtleistung an die Primärwicklung **75** gekoppelt. Die Kondensatoren **80**, **82**, **118**, die Zener-Diode **121**, der Schalter **112** und ein Widerstand **153** sind zusammen an eine Schaltungsmasse angeschlossen. Die Lampe **85**, der Widerstand **153** und ein Widerstand **168** sind beim Übergang **88** miteinander verbunden. Ein Widerstandspaar **173** und **174** sind in Serie zwischen einen Übergang **175** und den Übergang angeschlossen, der die Lampe **85** und den Kondensator **126** miteinander verbindet. Die Kondensatoren **81** und **82** sind in Serie zusammengeschaltet und mit einem Übergang **83** verbunden. Der Kondensator **51** des Gleichrichters und Spannungsverdopplers **50** ist an Übergang **83** angeschlossen. Ein Widerstand **177** ist zwischen den Knotenpunkt **175** und eine Schaltungsmasse angeschlossen. Ein Kondensator **179** ist zwischen den Übergang **175** und einen Übergang **184** angeschlossen. Eine Diode **182** ist zwischen einen Übergang **184** und eine Schaltungsmasse angeschlossen. Eine Diode **180** ist zwischen die Übergang **184** und eine Übergang **181** angeschlossen. Ein Kondensator **183** ist zwischen eine Übergang **181** und eine Schaltungsmasse angeschlossen.

[0032] Die Regelschaltung **65** enthält eine IC **109**. Die IC **109** enthält mehrere Klemmen. Eine Klemme RIND ist an den Übergang **185** angeschlossen. Ein Kondensator **158** ist zwischen den Übergang **185** und eine Schaltungsmasse angeschlossen. Ein Widerstandspaar **161** und **162** und ein Kondensator **163** sind in Serie zwischen den Übergang **185** und den Übergang **116** angeschlossen. Die Eingangsspannung an Klemme RIND spiegelt das durch die Wicklung **75** laufende Stromniveau wider. Der Stromfluss durch die Wicklung **75** wird erhalten, indem die Spannung zuerst über eine Sekundärwicklung **78** des Transformators T aufgenommen wird. Die Aufnahmespannung, die proportional zur Spannung durch Wicklung **75** ist, wird dann von einem aus Widerstand **161** und Kondensator **158** gebildeten Integrator integriert. Die integrierte Aufnahmespannung, die Klemme RIND zugeführt wird, entspricht dem Stromfluss durch Wicklung **75**.

[0033] Die Rekonstruktion des Stromflusses durch die Wicklung **75**, indem die Spannung von Wicklung **78** zuerst aufgenommen und dann integriert wird, führt zu weitaus weniger Stromverlusten als bei herkömmlichen Schemen (wie mit Abtastwiderständen) durch Abtasten des Stromflusses durch den Resonatorinduktor. Es wäre auch weitaus schwieriger, den Stromfluss durch die Wicklung **75** anders zu rekonstruieren, da dieser Strom zwischen der Lampe **85**, den Resonator Kondensatoren **80**, **81** und **82** und der Stromrückkopplungsleitung **87** aufgeteilt ist.

[0034] Die VDD liefert die Startspannung zum Regeln des IC **109** über die durch den Widerstand **103** verlaufende Verbindungsleitung **22**. Eine Klemme LI1

ist über einen Widerstand **168** an den Übergang **88** angeschlossen. Ein Klemme LI2 ist über einen Widerstand **171** an eine Schaltungsmasse angeschlossen. Der Unterschied zwischen den an den Klemmen LI1 und LI2 eingegebenen Strömen spiegelt den abgetasteten, durch die Lampe **85** fließenden Strom wider. Die Spannung an Klemme VL, die über einen Widerstand **189** an Übergang **181** geleitet wird, spiegelt die Spitzenspannung der Lampe **85** wider. Der Stromfluss aus der Klemme CRECT in eine Schaltungsmasse über das parallele RC-Widerstandsnetzwerk **195** und der Kondensator **192** und das serielle RC-Widerstandsnetzwerk **193** und der Kondensator **194** spiegeln den Durchschnittsstrom der Lampe **85** (d. h. das Produkt von Lampenstrom und Lampenspannung) wider. Ein optionaler externer Offset-Gleichstrom, nachstehend mehr im Detail erläutert, enthält eine serielle Verbindung zwischen der VDD und einem Widerstand **199**, was einen Offset-Gleichstrom hervorruft, der über den Widerstand **195** zur Schaltungsmasse fließt.

[0035] Der Kondensator **192** dient dem Erhalt einer gefilterten Gleichstromspannung über den Widerstand **195**. Der Widerstand **156** ist zwischen einer Klemme PREF und einer Schaltungsmasse angeschlossen und dient der Bedingung des Referenzstroms innerhalb der IC **109**. Ein Kondensator **159**, der zwischen der Klemme CF und der Schaltungsmasse angeschlossen ist, bedingt die Frequenz eines stromgesteuerten Oszillators (CCO), der hier nach mehr im Detail erläutert wird. Ein Kondensator **165**, der zwischen einer Klemme und einer Schaltungsmasse angeschlossen ist, wird zur Zeitregulierung sowohl des Vorheizzyklus als auch des schwingungsfreien Bereitschaftsmodus, wie weiter unten erläutert, verwendet. Eine Klemme GND ist direkt an den Schaltungsmasse angeschlossen. Ein Klemmenpaar G1 und G2 sind direkt an die jeweiligen Gates G1 und G1 der Schalter **100** und **112** angeschlossen. Eine Klemme S1, die direkt an Übergang **110** angeschlossen ist, entspricht der Spannung an der Source von Schalter **100**. Eine Klemme FVDD ist über einen Kondensator **138** an Übergang **110** angeschlossen und entspricht der schwankenden Versorgungsspannung der IC **109**.

[0036] Der Betrieb des Wechselrichters **60** und der Regelschaltung **65** ist folgender. Zu Beginn (d. h. beim Einschalten), da der Kondensator **157** auf der Grundlage der RC-Zeitkonstanten von Widerstand **103** und Kondensator **157** geladen ist, sind die Schalter **100** und **112** jeweils in nichtleitendem und leitendem Zustand. Der an die Klemme VDD der IC **109** fließende Eingangsstrom wird während dieser Startphase auf einem niedrigen Niveau (unter 500 Mikroampere) gehalten. Der Kondensator **138**, der zwischen dem Übergang **110** und der Klemme FVDD angeschlossen ist, wird auf eine relativ konstante Spannung ungefähr gleich VDD geladen und dient der Regelschaltung von Schalter **100** als Versorgungsspannung. Wenn die Spannung nach Kon. **157** Ein-

schalt-Schwellenspannung (z. B. 12 Volt) übersteigt, geht die IC **109** in Betriebszustand (schwingen/schalten) über, womit die Schalter **100** und **112** jeweils zwischen ihren leitenden und nichtleitenden Zuständen hin- und herschalten und bei eine weit über der Resonatorfrequenz, die von der Wicklung **75** und den Kondensatoren **80**, **81** und **82** bedingt werden.

[0037] Die IC **109** kommt anfangs in einen Vorheizzyklus (d. h. einen Vorheizzustand), nachdem der Wechselrichter **60** zu schwingen beginnt. Die Übergang **110** variiert zwischen ca. 0 Volt und der Spannung an Bus **101**, je nach den Schaltzuständen der Schalter **100** und **112**. Die Kondensatoren **115** und **118** dienen der Verlangsamung des Anstiegs und Falls der Spannung an Übergang **110** und reduzieren so Schaltverluste und das Niveau der vom Wechselrichter **60** erzeugten elektromagnetischen Störungen (EMI). Die Zener-Diode **121** bedingt an Übergang **116** eine Impulsspannung, die über die Diode **123** dem Kondensator **157** zugeführt wird. Dies bewirkt einen relativ großen Betriebsstrom von z. B. 10–15 Milliampere, der der Klemme VDD der IC **109** zugeführt wird. Der Kondensator **126** dient dazu, die Zufuhr der Gleichstrom-Spannungskomponente an Lampe **85** zu unterdrücken.

[0038] Während dem Vorheizzyklus ist die Lampe **85** in nicht gezündetem Zustand, was bedeutet, dass kein Lichtbogen innerhalb der Lampe **85** gebildet wurde. Die anfängliche Betriebsfrequenz der IC **109**, die ca. 100 kHz beträgt, wird vom Widerstand **156** und Kondensator **159** und den Leitzeiten der Rücklaufdiode der Schalter **100** und **112** festgelegt. Die IC **109** reduziert unverzüglich die Betriebsfrequenz auf eine der IC **109** intern vorgegebene Größe. Die Minderung der Frequenz hält bis zur Spitzenspannung durch den RC-Integrator an, der aus dem Widerstand **161** und dem Kondensator **158** gebildet wird, und wird bei der Klemme RIND als gleich –0,4 Volt gemessen (d. h. die negative Spitzenspannung ist gleich 0,4 Volt). Die Schaltfrequenz der Schalter **100** und **112** wird geregelt, um die an Klemme RIND gemessene Spannung gleich –0,4 Volt aufrechtzuerhalten, was zu einer relativ konstanten Frequenz von ca. 80–85 kHz (definiert als Vorheizfrequenz) an Übergang **110** führt. Ein relativ konstanter RMS-Strom fließt durch die Wicklung **75**, was es über die Kopplung an Wicklung **76** und **77** ermöglicht, die Glühfäden (d. h. Kathoden) der Lampe **85** ausreichend für die anschließende Zündung der Lampe **85** vorzubereiten und die Lebenserwartung der Lampe zu erhöhen. Die Dauer des Vorheizzyklus wird vom Kondensator **165** vorgegeben. Wenn der Wert des Kondensator **165** Null (d. h. offen) ist, findet effektiv kein Vorheizvorgang der Glühfäden statt, was zu einem direkten Startvorgang der Lampe **85** führt.

[0039] Am Ende des Vorheizvorgangs entsprechend der Vorgabe von Kondensator **165** setzt die Klemme VL ein kleines Logikniveau voraus. Während dem Vorheizen hat die Klemme VL ein hohes Logikniveau. Die IC **109** beginnt jetzt von ihrer

Schaltfrequenz beim Vorheizen auf eine der IC **109** intern vorgegebene Größe auf eine ungeladene Resonatorfrequenz auszuspringen (d. h. die Resonatorfrequenz der Wicklung **75** und der Kondensatoren **80**, **81** und **82** vor der Zündung der Lampe **85** – z. B. 60 kHz). Wenn sich die Schaltfrequenz der Resonatorfrequenz nähert, steigt die Spannung in der Lampe **85** schnell an (z. B. 600–800 Volt Spitze) und reicht allgemein aus, um die Lampe **85** zu zünden. Nachdem die Lampe **85** leuchtet steigt der sie durchströmende Strom von wenigen Milliampere auf mehrere hundert Milliampere. Der durch den Widerstand **153** fließende Strom wird, wenn gleich zum Lampenstrom, an den Klemmen LI1 und LI2 auf der Grundlage des Stromdifferenzials dazwischen im nach dem Verhältnis der jeweiligen Widerstände **168** und **171** gemessen. Die Spannung der Lampe **85**, die über die Spannungs-Teilerkombination der Widerstände **173**, **174** und **177** skaliert ist, wird mit einem Spitze-Spitze-Detektor erkannt, gebildet aus Dioden und **182** und Kondensator **183** mit als Ergebnis eine Gleichstromspannung proportional zur Spitze-Spitze-Lampenspannung bei Übergang **181**. Die Spannung bei Übergang **181** wird von dem Widerstand **189** in Strom verwandelt, der an Klemme VL fließt.

[0040] Der an Klemme VL fließende Strom wird in der IC **109** mit den Differenzialströmen zwischen den Klemmen LI1 und LI2 multipliziert, was einen gleichgerichteten Wechselstrom ergibt, der von Klemme CRECT in das parallele RE-Netzwerk von Kondensator **192** und Widerstand **195** sowie serielle RC-Netzwerke von Widerstand **193** und Kondensator **194** gespeist wird. Diese parallelen und seriellen RC-Netzwerke wandeln den gleichgerichteten Wechselstrom in eine Gleichstromspannung, die proportional zum Strom der Lampe **85** ist. Die Spannung an Klemme CRECT wird über in der IC **109** enthaltene Rückkopplungs-Schaltung/Schleife gleich der Spannung an Klemme DIM erzwungen. Die Regelung des Stromverbrauchs der Lampe **85** erfolgt.

[0041] Das gewünschte Leuchtniveau der Lampe **85** wird mit der Spannung an Klemme DIM vorgegeben. Die Rückkopplungsschleife enthält eine Lampenspannungs-Abtastschaltung und eine Lampenstrom-Abtastschaltung, die hiernach mehr im Detail beschrieben werden. Die Schaltfrequenz des Halbbrücken-Wechselrichters **60** wird auf der Grundlage dieser Rückkopplungsschleife angepasst, während die Spannung an Klemme CRECT gleich der Spannung an Klemme DIM gemacht wird. Die CRECT-Spannung variiert zwischen 0,5 und 2,9 Volt. Wenn die Spannung an Klemme DIM über 2,9 Volt ansteigt oder unter 0,5 Volt abfällt, wird sie intern auf jeweils 2,9 Volt oder 0,5 Volt festgeklemt. Das von Klemme DIM ausgehende Signal wird mit der Phasenwinkel-Abblendung erzeugt, bei der der Teil der Phase der Wechselstrom-Eingangsspannung abgeführt wird. Der Einfalls-Phasenwinkel der Eingangsspannung wird innerhalb der Dimmer-Schnittstelle **55** in ein Gleichstromsignal gewandelt, das der Klemme

DIM zugeführt wird.

[0042] Die Spannung an Klemme CRECT ist Null, wenn die Lampe **85** anspricht. Beim Aufbau des Lampenstroms lädt der an Klemme CRECT erzeugte Strom, der proportional zum Produkt von Lampenspannung und Lampenstrom ist, die Kondensatoren **192** und **194**. Die Schaltfrequenz des Wechselrichters **60** nimmt ab oder zu, bis die Spannung an Klemme CRECT gleich der Spannung an Klemme DIM ist. Wenn das Abblendniveau auf volle Lichtleistung (100%) eingestellt wird, ermöglicht man es den Kondensatoren **192** und **194**, bis 2,9 Volt aufzuladen, wofür die Spannung an Klemme CRECT auf der Grundlage der Rückkopplungsschleife auf 2,9 Volt ansteigt. Während diesem Spannungsanstieg schließt die weiter unten ausführlicher behandelte Rückkopplungsschleife. Wenn die Spannung an Klemme CRECT ca. 2,9 Volt beträgt, schließt die Rückkopplungsschleife. Ähnlich ermöglicht man es, wenn das Abblendniveau auf kleinste Lichtleistung eingestellt wird, den Kondensatoren **192** und **194**, auf 0,5 Volt aufzuladen, wofür die Spannung an Klemme CRECT auf der Grundlage der Rückkopplungsschleife auf 0,5 Volt ansteigt. Allgemein entsprechen 0,5 Volt an Klemme DIM 10% der vollen Lichtleistung. Für starkes Abblenden bis 1% der vollen Lichtleistung kann ein externer, von Widerstand **199** gebildeter Offset, der normalerweise nicht erforderlich ist, verwendet werden, womit 0,5 Volt an Klemme DIM 1% der vollen Lichtleistung entsprechen. Wenn das Abblendniveau auf maximale Lichtleistung eingestellt wird, lädt der CRECT-Kondensator auf 0,5 Volt vor der Sperrung der Rückkopplungsschleife.

[0043] Herkömmliche Lampen mit zündungsbedingtem Abblenden zeigen allgemein einen Zündungsblitz. Das Blitzlicht, das über der gewünschten Beleuchtung liegt, wird mit der Zufuhr einer großen Strommenge an die Lampe über einen relativ langen und unnötigen Zeitraum nach der Zündung (d. h. bis zu mehreren Sekunden) erreicht. So versichern die Zündungsschemen herkömmlicher Kompakt-Fluoreszenzlampen die erfolgreiche Zündung der Lampe. Der Erfindung zufolge werden Zündungsblitze jedoch minimiert. Die Dauer des Helleuchtzustands nach der Zündung ist sehr kurz bei der Abblendeinstellung, und der visuelle Effekt des unerwünschten Lichtblitzes wird minimiert. Es wird weitgehende Vermeidung von Lichtblitzen erreicht, indem das der Lampe **85** zugeführte Stromniveau direkt nach der Zündung unter Verwendung der Rückkopplungsschleife reduziert wird.

[0044] In Amalgamlampen sinkt die Lampenspannung wesentlich, wenn die Amalgamtemperatur ein vorbestimmtes Niveau übersteigt. Der Quecksilber-Dampfdruck nimmt ab, was die Lampenspannung verringert. Unter solchen Bedingungen führt die Regelung der Lampenleistung zu extrem hohen Lampenströmen und folglich zur Zerstörung der Lampenelektroden und die Kürzung des Lampenlebens.

[0045] Der Erfindung zufolge wird ein annehmbares

Lampenstromniveau aufrechterhalten, indem die Mindestspannung an Übergang **181** gleich der Spannung an Klemme VDD abzüglich des Spannungsabfalls der Diode **186** festgeklemmt wird. Die Spannung der Lampe **85**, die über die Spannungs-Teilerkombination der Widerstände **173**, **174** und **177** skaliert ist, wird mit einem Spitze-Spitze-Detektor erkannt, gebildet aus Dioden und **182** und Kondensator **183** mit als Ergebnis eine Gleichstromspannung proportional zur Spitze-Spitze-Lampenspannung bei Übergang **181**.

[0046] Die Spannung bei Übergang **181**, die von dem Widerstand **189** in Strom verwandelt, der an Klemme VL fließt, wird nicht unter der Spannung der Klemme VDD minus des Spannungsabfalls von Diode **186** aufrechterhalten. Da die IC **109** die Lampenleistung regelt und mit dem Festklemmen der ermittelten Lampenspannung auf einem Mindestwert hält wird der Lampenstrom auf ein annehmbares Höchstniveau begrenzt.

[0047] Eine Zusatzstromversorgung, die aus einer Sekundärwicklung **78** des Transformators T gebildet wird, ein Widerstand **162** und ein Kondensator **163** werden zum Vermeiden von Flackern bereitgestellt. Flackern wird vom momentanen Abschalten der IC **109** verursacht, wenn das Spannungsniveau bei Klemme VDD unter eine für die IC **109** erforderliche Mindestschwelle absinkt. Beim Einschalten der Lampe **85** entnimmt die CFL-Lampe **10** mehr Strom, was das momentane Absinken der von Bus **101** gelieferten Spannung bewirken kann. Da die Spannung an Klemme VDD auf der von Bus **101** gelieferten Spannung gründet führt eine Verminderung des Spannungsniveaus bei Klemme VDD unter diese Mindestschwelle zu Flackern.

[0048] Die Zusatzstromversorgung ergänzt die Hauptstromversorgung. Die Hauptstromversorgung, von der Zener-Diode **121** bedingt, liefert dem Kondensator **157** eine Impulsspannung, indem sie ihn auflädt. Die Spannung an der VDD-Klemme wird von der zu ihr gleichen Spannung durch Kondensator **157** vorgegeben. Die Zusatzstromversorgung liefert eine gleichgerichtete Spannung nach, aber nicht während dem Vorheizen, die der Klemme VDD zugeführt wird, indem die Spannung über die Wicklung **78** mit dem Widerstand **162**, dem Kondensator **163** und der Diode **123** gekoppelt wird. Die Zusatzstromversorgung liefert einen Offset-Gleichstrom an die Klemme VDD, der versichert, dass die Spannung an Klemme VDD über der Mindestschwelle von ca. 10 Volt aufrechterhalten wird, um die IC **109** zu versorgen. Die momentane Unterbrechung des von der Lampe **85** erzeugten Lichts (z. B. Flackern) aufgrund der erhöhten Ladung beim Einschalten der Lampe **85** wird so vermieden. Der Strom wird zum Gleichrichter/Spannungsverdoppler **50** über die Stromrückkopplungsleitung **87** vom Übergang **83** zum Übergang, der die Dioden D2 und D4 und den Kondensator **51** miteinander verbindet, rückgekoppelt. Um die vom Gleichrichter/Spannungsverdoppler **50** an die Lampe **85** gelieferte Überspannung zu vermindern und die Strom-

menge unter Zünd- und Abblendbedingungen zu erhöhen wurde die von den Kondensatoren **81** und **82** der Hohlraumresonatorschaltung gebildete Kapazität mittig aufgeteilt. Der Rückkopplungsstrom fließt nur durch den Kondensator **81** und hängt vom Verhältnis zwischen Kondensator **81** und Kondensator **82** ab. Das Verhältnis zwischen Kondensator **81** und Kondensator **82** hängt vom Verhältnis zwischen der Lampenspannung (d. h. der Spannung durch die Lampe **85**) und der Leitungsspannung (d. h. die Spannung der Wechselstromquelle **20**) ab.

[0049] Die Dioden D1 und D3 leiten, wenn die Leitungsspannung positiv ist. Die Dioden D2 und D4 leiten, wenn die Leitungsspannung negativ ist. Während des Spitzenteils jedes Halbzyklus der Netzleitungsspannung (d. h. die Spannung aus der Wechselstromquelle **20**) gibt es keinen Hochfrequenz-Rückkopplungsbeitrag von Kondensator **81**. Somit ist die Spannung während des Spitzenteils jedes Halbzyklus der Netzleitung größer als die Spannung am Übergang **83**, womit der Hochfrequenzbeitrag, der in den Gleichrichter/Spannungsverdoppler **50** gespeist wird, von den Dioden D2 und D4 blockiert wird.

[0050] Der Kondensator **51** ist ein Gleichstrom-Sperrkondensator für den elektrischen Anschluss des Übergangs zur Verbindung der Dioden D1 und D3 mit dem Übergang zur Verbindung der Dioden D2 und D4 in Bezug auf den Hochfrequenz-Rückkopplungsbeitrag von Kondensator **81**. Der Kondensator **51** versichert hierbei, dass der Hochfrequenz-Rückkopplungsbeitrag sowohl für den positiven als auch den negativen Halbzyklus der Netzleitungsspannung derselbe (d. h. symmetrisch) ist. Die Größe der Rückkopplung variiert auf der Grundlage der Netzleitungsspannung und der Abblendeinstellung. Die Kondensatoren **81** und **82** sind effektiv mit der Lampe **85** parallel in Bezug auf den Hochfrequenzstrom, der zum Gleichrichter/Spannungsverdoppler **50** rückgekoppelt wird. Der zum Gleichrichter/Spannungsverdoppler **50** rückgekoppelte Strom spiegelt die Spannung durch die Lampe **85** wider.

[0051] Die Strom-Rückkopplungsschaltung ermöglicht es der CFL-Lampe **10** vorteilhaft, mit einem Leistungsfaktor unter 1,0 (d. h. um 0,7) zu arbeiten. Wenn der Leistungsfaktor ca. 1,0 beträgt, werden die Komponenten im Wechselrichter **60** und der Ladung **70** viel mehr belastet als bei einem niedrigeren Leistungsfaktor. Die Strom-Rückkopplungsschaltung erhöht den Leistungsfaktor ausreichend auf ein Mindestniveau von ca. 0,7, das notwendig ist, um die Leitung des Triac **35** aufrechtzuerhalten.

[0052] In Bezug auf **Fig. 4** enthält die IC **109** eine Strom- und Dimmer-Regelschaltung **250**. Der Differenzialstrom zwischen den Klemmen LI1 und LI2 wird einem aktiven Gleichrichter **300** zugeführt. Der Vollwellengleichrichter **300** richtet die Wechselstrom-Wellenform unter Verwendung eines Verstärkers mit interner Rückkopplung anstatt mit einer Dio-

denbrücke gleich, um jeden normal mit Dioden verbundenen Spannungsabfall zu vermeiden. Eine Stromquelle **303** infolge des Ausgangs des aktiven Gleichrichters **300** erzeugt einen gleichgerichteten Strom ILDIFF entsprechend dem Stromfluss durch die Lampe **85**, der in einen der zwei Eingänge eines Stromvervielfachers **306** geführt wird.

[0053] Während dem Vorheizen wird ein P-Kanal MOSFET **331** eingeschaltet und ein N-Kanal MOSFET **332** ausgeschaltet, um die Klemme VL auf das Spannungspotenzial der Klemme VDD zu heben. Am Ende dieses Vorheizzyklus (d. h. 1 nach Sekunde) wird der P-Kanal MOSFET **331** abgeschaltet und der N-Kanal MOSFET **332** eingeschaltet, damit der Strom- und Dimmer-Regelbetrieb des Wechselrichters **60** stattfinden kann. Nach dem Vorheizzyklus wird der durch die Klemme VL und den N-Kanal MOSFET **332** fließende Strom vom Widerstand **333** skaliert. Eine Stromquelle (z. B. ein Stromverstärker) **336** erzeugt infolge des skalierten Stroms aus Klemme VL ein Stromsignal IVL. Ein Klemmstrom **339** begrenzt das Höchstniveau des Stromsignals IVL, welches in den anderen Eingang des Vervielfachers **306** gespeist wird. Eine Stromquelle **309** gibt einen Strom ICRECT infolge des Ausgangs eines Vervielfachers **306** ab, der sowohl an Klemme CRECT als auch den nicht wechselrichtenden Eingang eines Fehlerverstärkers **312** geführt wird. Wie auf **Fig. 3** gezeigt wandelt das parallele Netzwerk von Kondensator **192** und Widerstand **195** parallel mit den Serienkombinationen von Widerstand **193** und Kondensator **194** den wechselgerichteten Strom an Klemme CRECT in einen Gleichstrom.

[0054] Mit erneutem Bezug auf **Fig. 4** wird eine Gleichstromspannung vom Klemme DIM einer Spannungsklemmschaltung **315** zugeführt. Die Spannungsklemmschaltung **315** hält die Spannung an Klemme CRECT zwischen 0,3 und 3,0 Volt. Der Ausgang der Spannungsklemmschaltung **315** wird dem wechselrichtenden Eingang des Fehlerverstärkers **312** zugeführt. Der Ausgang des Fehlerverstärkers **312** steuert das durch eine Stromquelle **345** fließende Stromniveau IDIF. Ein Stromvergleicher **348** vergleicht den Strom IDIF mit einem Referenzstrom IMIN und einem Strom IMOD und gibt ein Stromsignal größter Größenordnung ab. Der Strom IMOD wird von einem Schaltkondensatorintegrator **327** gesteuert. Der vom Stromvergleicher **348** abgegebene Strom liefert ein Steuersignal, das die Schwingungs-(Schalt-)Frequenz zur Schwingung des VCO **318** bedingt. Beim Zünden der Lampe sind Klemme CRECT und Strom IDIF gleich Null. Der Ausgang des Vergleichers **348** wählt unter IMIN, IDIF und IMOD das maximale Stromniveau aus, welches IMOD ist. Wenn die Spannung an Klemme CRECT die Spannung der Klemme DIM erreicht, steigt der Strom IDIF. Wenn der Strom IDIF den Strom IMOD übersteigt, ist der Ausgang des Vergleichers **348** gleich dem Strom IDIF.

[0055] Die Rückkopplungsschleife ist um den Feh-

lervverstärker **312** zentriert und enthält zahlreiche zur IC **109** interne und externe Komponenten, um die Spannung an Klemme CRECT der Spannung an Klemme DIM anzugleichen. Wenn die Spannung an Klemme DIM unter 0,3 Volt liegt, wird dem wechselrichtenden Eingang des Fehlerverstärkers **312** eine Gleichstromspannung von 0,3 Volt zugeführt. Wenn die Spannung an Klemme DIM 3,0 Volt übersteigt, werden dem Fehlerverstärker **312** 3,0 Volt zugeführt. Die der Klemme DIM zugeführte Spannung muss von einschließlich 0,3 Volt bis einschließlich 3,0 Volt reichen, um das gewünschte Verhältnis von 10 : 1 zwischen dem Höchst- und dem Mindestleuchtniveau der Lampe **85** zu erreichen. Der Eingang von Vervielfacher **306** wird mit dem Klemmstrom **339** festgeklemmt, um eine geeignete Skalierung des Stroms in den Vervielfacher zu gewährleisten.

[0056] Die Frequenz von CCO **318** infolge des Ausgangs von Vergleicher **348** steuert die Schaltfrequenz des Halbbrücken-Wechselrichters **60**. Der Vergleicher **348** liefert den Strom IMOD an CCO **318** während der Vorheiz- und Zündauslenkung. Von CCO **318** infolge des Stroms IMIN ausgehend aus dem Vergleicher **348** wird eine Begrenzung der Mindestschaltfrequenz bewirkt. Die Mindestschaltfrequenz gründet auch auf einem Kondensator **159** und einem Widerstand **156**, die extern zur IC **109** an jeweils den Klemmen CF und RREF geschaltet sind. Der Wechselrichter **60** läuft in geschlossenem Kreislauf wenn die Spannung der Klemme CRECT der Größe der Klemme DIM entspricht. Der Fehlerverstärker **312** gleicht den vom Vergleicher **348** abgegebenen Strom IDIF an, um die Spannung an Klemme CRECT relativ gleich zur Spannung der Klemme DIM zu halten.

[0057] Eine Abtastschaltung des Resonatorinduktorstroms überwacht den Strom des Resonatorinduktors entsprechend dem Signal an Klemme RIND mit der Feststellung, ob der Wechselrichter **60** in oder nahe am kapazitiven Betriebsmodus ist. Der Wechselrichter **60** ist in kapazitivem Betriebsmodus, wenn der durch Wicklung **75** fließende Strom die Spannung über Schalter **112** leitet. Nahe am kapazitiven Betriebsmodus ist der durch Wicklung **75** fließende Strom nahe daran, leitet jedoch die Spannung noch nicht durch Schalter **112**. Bei z. B. einer Resonatorfrequenz auf der Grundlage der Wicklung **75** und den Kondensatoren **80**, **81** und **82** von ca. 50 kHz besteht ein naher kapazitiver Betriebsmodus, wenn der durch die Wicklung **75** fließende Strom zurückbleibt, doch innerhalb von ca. 1 Mikrosekunde von der Spannung durch Schalter **112** liegt.

[0058] Die Schaltung **364** stellt auch fest, ob Vorwärtsleitung oder Körperdiodenleitung (vom Substrat zum Drain) bei Schalter **100** oder **110** stattfindet. Ein Signal IZEROb, erzeugt von der Abtastschaltung des Resonatorinduktorstroms, das ist ein Signal IZEROb erzeugt beim Ausgang Q eines Flip-Flops **370**, hat ein hohes logisches Niveau, wenn entweder der Schalter **100** oder **112** leitet. Das Signal IZEROb wird

an Klemme IZEROb oder CCO **318** geleitet. Wenn das Signal IZEROb ein niedriges logisches Niveau hat, ist die Wellenform bei der CF-Klemme **379** grundlegend auf konstantem Niveau. Wenn das Signal IZEROb ein hohes logisches Niveau hat und der Schalter **100** leitend ist, steigt die Spannung an Klemme CF. Wenn das Signal IZEROb ein hohes logisches Niveau hat und der Schalter **112** leitend ist, nimmt die Spannung an Klemme CF ab bzw. fällt. Ein Signal CM, erzeugt von der Abtastschaltung des Resonatorinduktorstroms **364**, das ist ein Signal CM, erzeugt von einem OR-Gate **373**, hat ein hohes logisches Niveau, wenn die Schaltfrequenz von Wechselrichter **60** nahe am kapazitiven Betriebsmodus ist. Ein Schaltkondensatorintegrator **327** auf der Grundlage von Signal CM mit einem hohen logischen Niveau bewirkt eine Steigerung der Leistung der Stromquelle **329** (d. h. der Strom IMOD). Die Leistungssteigerung des Stroms IMOD führt in Vergleicher **348** zur Leitung des Stroms IMOD an den VCO **318**, wobei ein Anstieg der Schaltfrequenz von Wechselrichter **60** stattfindet. Der nahe kapazitive Betriebsmodus wird von der Abtastschaltung des Resonatorinduktorstroms **364** durch Überwachung des Vorzeichens (+ oder -) der Spannungswellenform an Klemme RIND während der Haupt- (Aufwärts-)Flanke jedes bei Klemme G1 und G2 der IC **109** erzeugten Gate-Steuerimpulses erkannt. Wenn das Vorzeichen der Spannungswellenform an Klemme RIND während der aufsteigenden Flanke des Gate-Impulses G1 + (positiv) oder des Gate-Impulses G2 - (negativ) ist, befindet sich der Wechselrichter **60** nahe am kapazitiven Betriebsmodus.

[0059] Ein NAND-Gate **376** gibt ein Signal CMPANIC ab, welches ein hohes logisches Niveau hat, wenn der Wechselrichter **60** in kapazitivem Modus arbeitet. Nach der Erkennung des kapazitiven Modus steigt das Niveau des Stroms IMOD rapide an als Reaktion auf den rapiden Anstieg des Ausgangs von Schaltkondensatorintegrator **327**. Der VCO **318** steuert auf der Grundlage von Signal IMOD, dem Widerstand **156** und dem Kondensator **159** einen relativ abrupten Anstieg des Wechselrichters **60** auf maximale Schaltfrequenz. Der kapazitive Modus wird durch Überwachung des Vorzeichens (+ oder -) der Spannungswellenform an Klemme RIND während der Rück- (Abwärts-)Flanke jedes bei Klemme G1 und G2 der IC **109** erzeugten Gate-Steuerimpulses erkannt. Wenn das Vorzeichen der Spannungswellenform an Klemme RIND während der absteigenden Flanke des Gate-Impulses G1 - (negativ) oder des Gate-Impulses G2 + (positiv) ist, befindet sich der Wechselrichter **60** in kapazitivem Betriebsmodus.

[0060] Eine Schaltung **379** stellt als Reaktion auf den Wert von Kondensator **165** (zwischen Klemme PC und einer Schaltungsmasse angeschlossen) die Zeit zum Vorheizen der Glühfäden von Lampe **85** ein und einen Wechselrichter **60** auf Standby-Betriebsmodus. Während dem Vorheizzyklus werden an Klemme CP 2 Impulse (einer Dauer über 1 Sekunde)

erzeugt. Die Schaltfrequenz des Wechselrichters **60** während dem Vorheizzyklus beträgt ca. 80 kHz. Am Ende des Vorheizzyklus setzt ein Signal IGNST ein hohes logisches Niveau zur Auslösung des Zündstarts voraus, d. h. eine Zündauslenkung in der Schaltfrequenz von ca. 80 kHz auf etwas über die Resonatorfrequenz der Wicklung **75** und der Kondensatoren **80**, **81** und **82** von z. B. ca. 60 kHz/Millisekunde.

[0061] Die IC **109** regelt die Amplitude des Stromflusses durch die Resonatorwicklung **75**, was an Klemme RIND festgestellt wird. Wenn die Spannungsgröße an Klemme RIND 0,4 übersteigt setzt ein vom Vergleicher **448** ausgehendes Signal PC ein hohes logisches Niveau voraus, was den Ausgang des Schaltkondensatorintegrator **327** dazu veranlasst, das Niveau des Stroms IMOD anzupassen. Es erfolgt eine Erhöhung der Schaltfrequenz RMS, welche die Amplitude des durch die Resonatorwicklung **75** fließenden Stroms vermindert. Wenn die Spannungsgröße an Klemme RIND unter 0,4 abfällt, setzt das Signal PC ein niedriges logisches Niveau voraus, was den Ausgang des Schaltkondensatorintegrator **327** dazu veranlasst, das Niveau des Signals IMOD derart anzupassen, damit die Schaltfrequenz abnimmt. Es erfolgt eine Zunahme des Stromflusses durch die Resonatorwicklung **75**. Es wird ein gut geregelter Stromfluss durch die Resonatorwicklung **75** erzielt, was beim Vorheizen eine prinzipiell konstante Spannung jedes Glühfadens der Lampe **85** ermöglicht. Im Gegensatz dazu kann durch Einschluss eines Kondensators (nicht abgebildet) in Serien mit jedem Glühfaden beim Vorheizen ein prinzipiell konstanter Stromfluss durch die Glühfäden erzielt werden.

[0062] Die Schaltung **379** enthält auch einen Zündungs-Zeitgeber, der nach dem Ablauf des Vorheizzyklus initiiert wird. Nach seiner Aktivierung wird an Klemme CP 1 Impuls erzeugt. Wenn nach diesem Impuls ein kapazitiver Modus des Wechselrichterbetriebs oder eine Überspannungsbedingung in Lampe **85** festgestellt wird, geht die IC 109 in Standby-Betriebsmodus über. Während dem Stand-by stoppt der VCO **318** das Schwingen, womit die Schalter **112** und **100** in jeweils leitendem und nichtleitendem Zustand gehalten werden. Um den Standby-Betriebsmodus zu verlassen muss die Spannungszufuhr an die IC 109 (an Klemme VCC zugeführt) auf oder unter die Abschaltschwelle (d. h. 10 Volt) reduziert und dann auf mindestens die Einschaltsschwelle (d. h. 12 Volt) erhöht werden.

[0063] Der Vorheiz-Zeitgeber enthält einen Schmitt-Auslöser **400** (d. h. einen Vergleicher mit Hysterese), der die Bewegungspunkte der Wellenform CP festlegt. Diese Bewegungspunkte entsprechen den dem Eingang des Schmitt-Auslösers **400** zugeführten Spannungen, um diesen letzteren zu starten und zu stoppen. Ein Schalter **403** liefert in leitendem Zustand einen Weg zum Entladen von Kondensator **165**. Der Schalter **403** wird bei und über die

Dauer von Impulsen in leitenden Zustand gebracht, die vom Schmitt-Auslöser **400** ausgehen. Der Kondensator **165** entlädt immer dann, wenn die Spannung an Klemme CP den oberen Bewegungspunkt, wie vom Schmitt-Auslöser **400** festgelegt, übersteigt. Der Entladeweg enthält die Klemme CP, den Schalter **403** und eine Schaltungsmasse. Der Kondensator **165** wird von einer Stromquelle **388** geladen. Wenn ein kapazitiver Betriebsmodus festgestellt wird, wie es die Erzeugung eines Signals CMPANIC an einem NAND-Gate **376** zu erkennen gibt, wird ein Schalter **392** eingeschaltet. Der Kondensator **165** wird jetzt auch von einer Stromquelle **391** geladen. Der den Kondensator **165** ladende Strom ist 10-mal höher, wenn der kapazitive Betriebsmodus erkannt wird. Die Spannung an Klemme CP erreicht den oberen Bewegungspunkt des Schmitt-Auslösers **400** in 1/10 der wenn nicht in kapazitivem Modus erforderlichen Zeit. Der Impuls hierfür an Klemme CP ist 10-mal kürzer, wenn der kapazitive Betriebsmodus erkannt wird, als wenn der kapazitive Betriebsmodus nicht erkannt wird. Folglich kommt die IC **109** immer dann innerhalb relativ kurzer Zeit in Standby-Betriebsmodus, wenn eine Zunahme der Schaltfrequenz die kapazitive Modusbedingung nicht aushebt.

[0064] Die Vorheiz-Zeitgeber enthält auch einen Zähler **397** bildenden Flip-Flop vom Typ D. Der Ausgang des NAND-Gates **406** erzeugt ein Signal COUNT **8b**, welches ein neues logisches Niveau am Ende der Zündungsperiode voraussetzt. Ein Gate **412** gibt ein hohes logisches Niveau aus, wenn eine Mindestschwellen-Überspannungsbedingung (z. B. entsprechend dem Signal OVCLK) in Lampe **85** oder ein kapazitiver Modus des Wechselrichterbetriebs (z. B. entsprechend dem Signal CMPANIC) festgestellt wurde. Wenn der Ausgang von Gate **415** ein hohes logisches Niveau voraussetzt, wird Schalter **403** eingeschaltet, was die Entladung von Kondensator **165** bewirkt.

[0065] Wie zuvor besprochen wird nach dem Vorheizzyklus der von Klemme VL kommende Eingangsstrom dem Vervielfacher **306** aus Gründen der Stromregulierung und Dimmer-Steuerung über die Stromquelle **336** zugeführt. Der Eingangsstrom an Klemme VL speist auch die nicht gleichrichtenden Eingänge eines Vergleichers **421**, **424** und **427** über eine jeweilige Stromquelle **417**, eine Stromquelle **418** und eine Stromquelle **419**.

[0066] Der Vergleicher **421** aktiviert als Reaktion auf die Erkenntnis, dass die Lampenspannung eine Mindestschwellen-Überspannung überschreitet, den Zündungs-Zeitgeber. Wenn die Mindestschwellen-Überspannungsbedingung nach dem Ablauf des Zündungs-Zeitgebers anhält, geht die IC **109** in Standby-Betriebsmodus. Ein D-Typ-Flip-Flop **430** stoppt den Ausgang von Vergleicher **421** an der abfallenden Flanke des an Klemme G2 erzeugten Gate-Impulses. Die logische Kombination eines D-Typ-Flip-Flop **433**, eine AND-Gates **436** und eines NOR-Gates **439** bewirkt eine Schaltung (ein N-Kanal-MOSFET) **440**

zum Öffnen und somit Sperren des Signals ICRECT, wenn die minimale Überspannungsschwelle während dem ersten Zündauslenkung überschritten wird. Der Flip-Flop **433** hat seinen Eingang D mit einem internen Knotenpunkt **385** verbunden. Der Eingang D von Flip-Flop **433** setzt am Ende des Vorheizzyklus ein hohes logisches Niveau voraus, wenn eine Mindestschwellen-Überspannungsbedingung erkannt wurde. Der Ausgang von Flip-Flop **433** setzt als Reaktion auf das hohe logische Niveau an seinem Eingang D ein niedriges logisches Niveau am Ausgang von Gate **439** voraus und schaltet auf ein niedriges logisches Niveau. Der Schalter **440** öffnet und hindert somit das Signal ICRECT daran, die Klemme CRECT zu erreichen. Wenn das Signal ICRECT am Erreichen von Klemme CRECT gehindert wird, entlädt der Kondensator **192** über den Widerstand **195**. Eine volle Entladung findet statt, wenn der externe Offset **198** nicht verwendet wird. Eine teilweise Entladung findet statt, wenn der Offset **198** wie auf Fig. 2 gezeigt verwendet wird. In jedem Fall verringert die Entladung von Kondensator **192** die Spannung an Klemme CRECT zur Versicherung dessen, dass die Rückkopplungsschleife nicht schließt. Das NOR-Gate **439** schaltet daher den Schalter **440** während dem Vorheizzyklus ab. Es wird kein Signal ICRECT an den Fehlerverstärker **312** geleitet oder von Klemme CRECT abgeleitet, um den Kondensator **192** zu laden.

[0067] Nach dem Beginn der Zündauslenkung, die direkt dem Abschluss des Vorheizzyklus folgt, hat das Signal IGNST ein hohes logisches Niveau. Der Schalter **440** schaltet jetzt ein und bleibt während der Zündauslenkung eingeschaltet, außer es wird eine Mindestschwellen-Überspannung (d. h. ca. die Hälfte der Höchstspannung, die der Lampe **85** während der Zündung zugeführt wird) von Vergleichler **421** erkannt. Während dem Zündauslenkung nimmt die Schaltfrequenz ab, was zu einem Spannungsanstieg in Lampe **85** und der Strommessung führt. Die Größe des Signals ICRECT nimmt zu, womit der Kondensator **192** geladen wird, was zu einem Spannungsanstieg an Klemme CRECT führt. Bei niedrigen Abblendniveaus könnte die Spannung an Klemme CRECT gleich der Spannung an Klemme DIM sein. Ohne weiteres Einschreiten schließt der Fehlerverstärker **312**, wenn er keine Unterschiede zwischen diesen beiden Spannungen erkennt, die Rückkopplungsschleife vorzeitig vor der erfolgreichen Zündung der Lampe **85**.

[0068] Zur Vermeidung des vorzeitigen Schließens der Rückkopplungsschleife schaltet Gate **439** während der Zündauslenkung den Schalter **440** aus und hält den Schalter **440** solange ausgeschaltet, bis eine von Vergleichler **421** erkannte Mindestschwellen-Überspannungsbedingung gegeben ist. Indem das Signal ICRECT gehindert wird, Klemme CRECT zu erreichen, fällt die Spannung an Klemme CRECT, und sie wird somit daran gehindert, der Spannung an Klemme DIM zu entsprechen, selbst wenn diese auf

ein tiefes Abblendniveau gebracht wird. Demnach kann die Rückkopplungsschleife während der Zündauslenkung nicht schließen, und sie hat somit keinen Erfolg dabei, die Zündung zu verhindern. Vorzugsweise wird der Schalter **440** nur dann abgeschaltet, wenn die Zündauslenkung beginnt und die Lampenspannung die Mindestschwellen-Überspannung erreicht, bis die Lampe **85** zündet. Während der Schalter **440** ausgeschaltet ist, kann der Kondensator **192** über den Widerstand **195** ausreichend entladen, um zu versichern, dass die Rückkopplungsschleife nicht vorzeitig während der Zündauslenkung schließt.

[0069] Herkömmliche Regelschemen für Kompakt-Fluoreszenzlampen führen für einen erfolgreichen Lampenstart eine relativ große Menge Strom während einem unerwünscht langen Zeitraum (d. h. bis zu mehreren Sekunden) der Lampe zu. Beim Versuch zum Starten der Lampe bei einem relativ niedrigen Helligkeitsniveau kann der unerwünscht lange Zeitraum, über den das relativ hohe Stromniveau der Lampe zugeführt wird, zu einer als Zündblitz bezeichneten Situation führen. Unter dieser Bedingung tritt momentan ein potenziell weitaus helleres als gewünschtes Blitzlicht auf.

[0070] Der Erfindung zufolge wurde der Zündblitz weitgehend beseitigt, d. h. er wurde derart minimiert, dass er nicht wahrgenommen wird. Die weitgehende Beseitigung des Zündblitzes wurde erreicht, indem der unerwünscht lange Zeitraum vermieden wurde, während dem das relativ hohe Stromniveau der Lampe **85** zugeführt wird. Insbesondere wird die Lampe **85** mit einem relativ hohen Stromniveau während ca. einer Millisekunde oder weniger vor der Größenreduzierung nach der Lampenzündung versorgt. Diese direkte Verringerung des Lampenstroms wird erreicht durch die Überwachung der Überspannungsbedingungen insbesondere dann, wenn die Lampenspannung unter die Mindestschwellen-Überspannung abfällt (wie von Vergleichler **421** bestimmt), bevor es dem Schalter **440** gestattet wird, wieder zu schließen. Dieser Abfall an Lampenstrom unter die Mindestschwellen-Überspannung findet direkt nach der erfolgreichen Zündung der Lampe **85** statt. Anders gesagt wird bei wesentlichen Abblendniveaus das Auftreten von Zündblitzen vermieden, indem zuerst festgestellt wird, wann die Lampenspannung die Mindestschwellen-Überspannung erreicht und/oder überschritten hat und dann, wann die Lampenspannung unter die Mindestschwellen-Überspannung abfiel.

[0071] Der Ausgang von Vergleichler **424** setzt ein hohes logisches Niveau voraus, wenn die Lampenspannung die Höchstschwellen-Überspannung (d. h. zweimal die Mindestschwellen-Überspannung) überschreitet. Wenn der Ausgang des Vergleichlers **424** ein hohes logisches Niveau ohne die Erkennung des nahen kapazitiven Modus hat, erhöht der Schaltkondensatorintegrator **327** die Schwingfrequenz des VCO **318**, und daher setzt die Schaltfrequenz bei ei-

ner festen Größe (z. B. einer Auslenkrate von 10 kHz/Millisek.) auf der Grundlage von Ausgang Q eines D-Typ-Flip-Flop **445** ein hohes logisches Niveau voraus (d. h. Signal FI (Signalerhöhung) ausgegeben von Flip-Flop **445** hat ein hohes logisches Niveau). Das Zeitintervall der Schaltperiode von Wechselrichter **60** wird deshalb reduziert.

[0072] Wenn der Ausgang von Vergleicher **424** ein hohes logisches Niveau hat und eine nahe kapazitive Bedingung erkannt wird, erhöht der Schaltkondensatorintegrator **327** die Schwingfrequenz des VCO **318** und somit die Schaltfrequenz unverzüglich (d. h. innerhalb von 10 Mikrosekunden) auf ihren Höchstwert (d. h. 100 kHz) auf der Grundlage des NAND-Gates **442**, das ein hohes Niveau voraussetzt (d. h. das vom NAND-Gate **442** ausgegebene Signal FSTEP setzt ein hohes logisches Niveau voraus). Diese Schaltperiode des Wechselrichters **60** wird als Reaktion auf die jetzt auf maximalem Oszillationswert befindlichen VCO **318** auf ihr Mindestzeitintervall (d. h. 10 Mikrosekunden) reduziert.

[0073] Der Ausgang von Vergleicher **427** setzt ein hohes logisches Niveau voraus, wenn die Lampenspannung eine (über der Höchstschwellen-Überspannung gelegene) Überspannungs-Warnschwelle übersteigt. Wenn der Ausgang von Vergleicher **427** ein hohes logisches Niveau hat, erhöht der Schaltkondensatorintegrator **327** die Schaltfrequenz des VCO **318** unverzüglich auf seinen Höchstwert auf der Grundlage des NAND-Gates **442**, das ein hohes logisches Niveau voraussetzt (d. h. das vom NAND-Gate **442** ausgegebene Signal FSTEP (Frequenzschritt) setzt ein hohes logisches Niveau voraus).

[0074] Die Gate-Steuerschaltung **320** ist eine gut bekannte Technik, die ausführlicher im U.S.-Patent Nr. 5.373.435 beschrieben wird. Die Beschreibung der Gate-Steuerschaltung im U.S.-Patent Nr. 5.373.435 wurde in diese Beschreibung integriert. Die Klemmen FVDD, G1, S1 und G2 der IC **109** entsprechen den Knotenpunkten PI, P2, P3 und G1, wie auf Fig. 1 des U.S.-Patents Nr. 5.373.435 gezeigt. Die auf Fig. 3 darin gezeigten Signale G1L und G2L entsprechen den Signalen M Terminal INL und zwischen einer Steuerung und einem Niveauschieber, wenn jeweils die obere Schaltung DU im U.S.-Patent Nr. 5.373.435 eingeschaltet ist.

[0075] Ein Versorgungsregler **592** enthält einen Bandbreitenregler **595**, der eine Ausgangsspannung von ca. 5 Volt erzeugt. Der Regler **595** ist über einen großen Temperatur- und Versorgungsspannungsbereich (VDD) weitgehend unabhängig. Der Ausgang eines Schmitt-Auslösers **598** (d. h. ein Vergleicher mit Hysterese), als Signal LSOUT (niedrige Ausgangsversorgung) bezeichnet, erkennt die Beschaffenheit der Versorgungsspannung. Wenn die Eingangs-Versorgungsspannung bei Klemme VDD eine Einschaltsschwelle (z. B. 12 Volt) überschreitet, hat das Signal LSOUT ein niedriges logisches Niveau. Wenn die Eingangs-Versorgungsspannung bei Klemme VDD unter eine Abschaltsschwelle (z. B. 10 Volt) abfällt, hat

das Signal LSOUT ein hohes logisches Niveau. Beim Starten hat das Signal LSOUT ein hohes logisches Niveau, was den Ausgang von Impuls **601**, als Signal STOPOSC bezeichnet, auf ein hohes logisches Niveau bringt. Der VCO **318** setzt als Reaktion auf das Signal STOPOSC mit einem vorausgesetzten hohem logischen Niveau dem Schwingen des VCO **318** ein Ende und Klemme CF auf die dem Bandbreitenregler **595** entsprechende Ausgangsspannung.

[0076] Wenn die Versorgungsspannung an Klemme VDD die Eingangsschwelle überschreitet, womit das Signal LSOUT ein hohes logisches Niveau voraussetzt, setzt das Signal STOPOSC ein neues logisches Niveau voraus. Der VCO **318** regelt als Reaktion auf das Signal STOPOSC auf niedrigem logischen Niveau den Wechselrichter **60** so, um mit einer Schaltfrequenz wie hier beschrieben zu schwingen, wobei der Klemme CF eine grundsätzlich trapezförmige Wellenform zugeführt wird. Wenn die Spannung an Klemme VDD unter die Abschaltsschwelle abfällt und die Gate-Steuerung an Klemme G2 ein hohes logisches Niveau voraussetzt, stoppt der VCO **318** zu schwingen. Die Schalter **100** und **112** werden in ihrem jeweils nichtleitenden und leitenden Zustand erhalten.

[0077] Der Ausgang von Impuls **601** setzt ebenfalls ein hohes logisches Niveau voraus, was den VCO **318** veranlasst, das Schwingen zu stoppen und einen Stand-by-Betriebsmodus vorauszusetzen, wenn der Ausgang des NOR-Gates **604** ein hohes logisches Niveau voraussetzt. Der Ausgang des NOR-Gates **604**, als Signal NOIGN erfasst, setzt ein hohes logisches Niveau voraus, wenn am Ende der Zündungsperiode entweder eine Überspannungsbedingung durch Lampe **85** oder ein kapazitiver Betriebsmodus des Wechselrichters festgestellt wird. Eine dieser Bedingungen tritt ein, wenn die Lampe **85** aus der Schaltung entnommen wird. Die Überspannungsbedingung tritt ein, wenn Lampe **85** nicht zündet.

[0078] Fig. 5 zeigt den Schmitt-Auslöser **598**. Mehrere Widerstände **701**, **704**, **707** und **710** sind seriell geschaltet und bilden einen Spannungsteiler zwischen Klemme VDD und einer Masseschaltung. Der leitende Zustand von Transistor **713** in einer ersten Ausführungsform des Schmitt-Auslösers wird auf der Grundlage des logischen Niveaus eines Signalbalkens IGNST gesteuert. Diese erste Ausführungsform des Schmitt-Auslösers wird durch Schließen des Schalters **714** gehandhabt. Das Schließen von Schalter **714** im Schmitt-Auslöser **598** entspricht und wird vorzugsweise über das Entfernen von Schalter **714** erreicht, indem der Signalbalken IGNST direkt an das Gate von Transistor **713** angeschlossen wird.

[0079] Die Spannung an einem wechselrichtenden Eingang von Vergleicher **719** hängt vom Spannungsteiler ab, der wiederum von der Spannung der Klemme VDD und dem logischen Niveau von Signalbalken IGNST abhängt. Der Vergleicher **719** vergleicht die Spannung am wechselrichtenden Eingang mit der Spannung an VREG **595**. Der Hystereseeffekt zwi-

schen dem hohen und niedrigen logischen Niveau des Ausgangssignals wird über einen Transistor **716** bewirkt.

[0080] Die Spannung an Klemme VDD variiert während und nach dem Vorheizzyklus. Der Signalbalken IGNST setzt ein hohes logisches Niveau während dem Vorheizzyklus und ein niedriges logisches Niveau nach diesem Vorheizzyklus voraus. Die Spannung an Klemme VDD, bei der der VCO **318** zu schwingen stoppt, hiernach als Unterspannungs-Vorriegelungsniveau (UVLO) bezeichnet, variiert auf der Grundlage des logischen Niveaus von Signalbalken IGNST. Die Schwelle des UVLO-Niveaus ist höher, wenn der Signalbalken IGNST ein hohes logisches Niveau (z. B. beim Vorheizen) im Vergleich zu dem hat, wenn der Signalbalken (IGNST ein niedriges logisches Niveau (z. B. nach dem Vorheizen) hat.

[0081] Einer alternativen Ausführungsform der Erfindung zufolge kann der Schmitt-Auslöser **598** geändert werden, indem der Signalbalken IGNST nicht mehr in das Gate von Transistor **713** gespeist wird (hiernach als alternative Schmitt-Auslöser-Ausführung bezeichnet). Das UVLO-Niveau variiert hierbei nicht viel. Die alternative Schmitt-Auslöser-Ausführung wird durch Öffnen von Schalter **714** gehandhabt. Das Öffnen von Schalter **714** in der alternativen Schmitt-Auslöser-Ausführung entspricht und wird vorzugsweise über das Entfernen von Transistor **713**, Schalter **714** und den Verbindungen zu den Signalbalken IGNST erreicht.

[0082] Die Erfindung vermeidet mit der Verwendung von Schmitt-Auslöser **598** und/oder der zusätzlichen Stromzufuhr ein Flackern der Lampe **85**. Der Schmitt-Auslöser **598** und/oder die zusätzliche Stromzufuhr hindern die IC **109** daran, wenn das Spannungsniveau an Klemme VDD unter eine minimal erforderliche Schwelle für die Versorgung der IC **109** abfällt, momentan abzuschalten. Das Spannungsniveau an Klemme VDD kann, wenn Lampe **85** eingeschaltet ist (d. h. nach dem Vorheizen), mit einer zusätzlichen Stromzufuhr (z. B. Sekundärwicklung **78**, Widerstand **162** und Kondensator **163**) zur Unterstützung der Hauptstromzufuhr (bedingt durch die Zener-Diode **121** zur Abgabe einer Impulsspannung an Kondensator **157**) und/oder durch Senken der UVLO-Schwelle über dem UV-LO-Niveau erhalten bleiben. Durch die Variation der der Klemme VDD zugeführten Spannung und/oder der UVLO-Schwelle während dem Vorheizen und dann nach dem Vorheizen kann das Spannungsniveau an Klemme VDD über dem UVLO-Niveau erhalten bleiben, wenn Lampe **85** eingeschaltet ist.

[0083] Daher erhält die IC **109** über ihre Klemme VDD mindestens ein variierendes Eingangssignal für den Betrieb der IC **109**. Wenn der Schmitt-Auslöser **598** anstatt der alternativen Schmitt-Auslöser-Ausführung verwendet wird, zeichnet sich die Spannung an Klemme VDD durch verschiedene vorbestimmte Spannungsbereiche ungleich Null auf der Grundlage des Betriebsmodus aus. Während dem Vorheizmo-

du variiert die Spannung an Klemme VDD generell zwischen einer Obergrenze von 12 Volt und einer Untergrenze von 10 Volt. Nach dem Vorheizmodus (d. h. während und nach dem Einschalten der Lampe) variiert die Spannung an Klemme VDD generell zwischen einer Obergrenze von 12 Volt und einer Untergrenze von 9 Volt.

[0084] Wenn die alternative Schmitt-Auslöser-Ausführung anstatt des Schmitt-Auslösers **598** verwendet wird, zeichnet sich die Spannung an Klemme VDD sowohl während dem Vorheizmodus als auch nach dem Vorheizmodus durch dieselben Spannungsbereiche ungleich Null aus. Sowohl während dem Vorheizmodus als auch nach dem Vorheizmodus variiert die Spannung an Klemme VDD bei der alternativen Schmitt-Auslöser-Ausführung generell zwischen einer Obergrenze von 12 Volt und einer Untergrenze von 10 Volt.

[0085] Es versteht sich, dass die Zusatz-Stromversorgung mit dem Schmitt-Auslöser **598** oder mit der alternativen Schmitt-Auslöser-Ausführung verwendet werden kann. Der Schmitt-Auslöser **598** kann ohne zusätzliche Stromzufuhr verwendet werden (d. h. die Zusatz-Stromversorgung ist nicht erforderlich).

[0086] Die Klemme VL wird in Bezug auf den Lampenstrom verwendet und schützt die Lampe vor Überspannungsbedingungen unter Bereitstellung einer Ausgangssteuerung zur Differenzierung zwischen Vorheizen und normaler Regelung. Der Eingang an Klemme VL ist ein Strom proportional zur Lampenspannung (d. h. Spitze oder gleichgerichteter Durchschnitt). Der Strom an Klemme VL wird an einen Vervielfacher **306** gekoppelt, der ein Signal erzeugt, das dem Produkt von Lampenstrom und Lampenspannung entspricht und wie zuvor besprochen zur Regelung des Lampenstroms verwendet wird. Der Strom an Klemme VL wird auch an die Vergleicher **421**, **424** und **427** zur Erkennung von Überspannungsbedingungen gekoppelt. Es ist nicht notwendig, den Lampenstrom während dem Vorheizzyklus zu regeln, wobei es allerdings bislang in Lampe **85** noch keine volle Bogenentladung gibt. Während dem Vorheizzyklus arbeitet der Wechselrichter **60** mit einer weitaus höheren Frequenz als die Resonatorfrequenz der ungeladenen Hohlraumschaltung LC von Wicklung **75** und Kondensator **80**. Diese viel höhere Frequenz während dem Vorheizzyklus bewirkt eine relativ niedrige Spannung in Lampe **85**, was eine Beschädigung der Komponenten in Kompakt-Fluoreszenzlampe **10** oder Lampe **85** verhindert.

[0087] Während dem Vorheizzyklus wird ein P-Kanal MOSFET **331** eingeschaltet und ein N-Kanal MOSFET **332** ausgeschaltet, damit die Klemme VL dasselbe Spannungspotenzial wie Klemme VDD aufweist. Die Klemme VL hat daher während dem Vorheizzyklus ein hohes logisches Niveau und ansonsten (d. h. unter Zündungs- und Dauerbetriebsbedingungen) ein niedriges logisches Niveau. Diese zwei unterschiedlichen logischen Niveaus an Klemme VL weisen aus, ob der Wechselrichter **60** in Vorheiz-

oder Nicht-Vorheiz-Betrieb arbeitet.

[0088] Der Wechselrichter **60** ist in kapazitivem Betriebsmodus, wenn der durch Wicklung **75** fließende Strom die Spannung durch Schalter **112** in Phase leitet. Im nahen kapazitiven Modus bleibt der durch Wicklung **75** fließende Strom leicht zurück doch innerhalb der vorbestimmten Intervallzeit (d. h. generell ca. 1 Mikrosekunde) der Spannung durch Schalter **112**. Anders gesagt bleibt der durch Wicklung **75** fließende Strom innerhalb der vorbestimmten Phasendifferenz hinter der Spannung durch Schalter **112** zurück.

[0089] Um die Schaltfrequenz von Wechselrichter **60** am Erreichen des kapazitiven Betriebsmodus zu hindern, und falls bereits darin sie schnellstmöglich davon herauszuführen, wird der Lampenstrom jeden $\frac{1}{2}$ Zyklus einer Wechselrichter-Schaltperiode mit einem anderen zweier Gate-Spannungen unter Bestimmung der Phasendifferenz verglichen. Im Gegensatz hierzu unterscheiden herkömmliche kapazitive Betriebsschutzschemen nicht zwischen kapazitivem und nahem kapazitivem Betriebsmodus, weshalb sie bei der Erkennung solch eines Betriebsmodus entweder überkompensieren oder unterkompensieren.

[0090] Die kapazitiven Betriebsbedingungen können sehr schnell erreicht werden, indem Lampe **85** z. B. von Ladung **70** entfernt wird. Im kapazitiven Modus kann eine Beschädigung der Schalttransistoren (d. h. der Schalter **100** und **112**) stattfinden und oft mit herkömmlichen Schutzschemen nicht vermieden werden.

[0091] Der Erfindung zufolge wird der nahe kapazitive Betriebsmodus durch Überwachung des Vorzeichens der Spannungswellenform an Klemme RIND während der aufsteigenden Flanke jeder Gate-Impulssteuerung erkannt, die an Klemme G1 und G2 erzeugt wird. Nachdem sowohl der nahe kapazitive Betriebsmodus als auch die Höchstschwellen-Überspannung erkannt wurden, steigt der CCO **318** unverzüglich (d. h. innerhalb von 10 Mikrosekunden) auf seinen Höchstwert.

[0092] Die kapazitive Betriebsbedingung wird durch Überwachung des Vorzeichens der Spannungswellenform an Klemme RIND während der absteigenden Flanke jeder Gate-Impulssteuerung erkannt, die jeweils an Klemme G1 und G2 erzeugt wird. Nachdem der kapazitive Betriebsmodus erkannt wurde, steigt der CCO **318** unverzüglich (d. h. innerhalb von 10 Mikrosekunden) auf seinen Höchstwert, um zu versichern dass Wechselrichter **60** innerhalb eines induktiven Modus arbeitet, d. h. mit der in Schalter **112** während seinem nichtleitenden Zustand in Phase über dem durch Wicklung **75** fließenden Strom entwickelten Spannung. Die maximale Schwing-(Schalt-)Frequenz sollte gut über der ungeladenen Resonatorfrequenz liegen. Generell wird die Höchsfrequenz des CCO **318** (d. h. das minimale Zeitintervall der Schaltzeit) gleich der ursprünglichen Betriebsfrequenz von Wechselrichter **60** (d. h. 100 kHz)

eingestellt.

[0093] Wie nun deutlich ersichtlich bietet die Erfindung eine Kompakt-Fluoreszenzlampe, in der Variationen des Abblendsignals wegen Differenzen im Mindest-Einfallswinkel bei verschiedenen Triac-Dimmern von der Zener-Diode **67** auf einen Spannungsbereich begrenzt werden, den die IC **109** mühelos bewältigt. Folglich bedingt die Zener-Diode **67** einen Mindest-Einfallswinkel (d. h. 25–30 Grad) entsprechend dem maximalen Abblend-Spannungssignal.

Patentansprüche

1. Vorschaltgerät zur Versorgung mindestens einer Lampe (**85**) in Verbindung mit einem Triac-Dimmer (**30**) mit einem Einfallswinkel, wobei das Vorschaltgerät enthält:

einen Regler (**65**) zum Einstellen der Lampenhelligkeit auf der Grundlage eines Dimmer-Signals; und eine Dimmer-Schnittstelle (**55**) zur Leitung des Dimmer-Signals an den Regler auf der Grundlage des Einfallswinkels,

dadurch gekennzeichnet, dass die Dimmer-Schnittstelle ein Schwellenverfahren (**67**) zur Bestimmung eines Mindest-Einfallswinkels entsprechend dem Höchstniveau des Dimmer-Signals durch Verminderung der Spannung des dem Einfallswinkel entsprechenden Signals enthält.

2. Vorschaltgerät nach Anspruch 1, bei dem der Triac auf der Grundlage des Einfallswinkels einen Impuls erzeugt und bei dem die Dimmer-Schnittstelle ein Umwandlungsverfahren (**61**, **64**) zur Umwandlung der Impulsbreite in eine proportional gleichgerichtete Durchschnittsspannung enthält.

3. Vorschaltgerät nach Anspruch 2, bei dem die proportional gleichgerichtete Durchschnittsspannung als Dimmer-Signal dient.

4. Vorschaltgerät nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche, bei dem das Schwellenverfahren eine Zener-Diode (**67**) enthält.

5. Vorschaltgerät nach Anspruch 1, bei dem die Dimmer-Schnittstelle ein Umwertverfahren (**66'**) zur Umwertung des Einfallswinkels in ein einer Arbeitsphase entsprechendes Signal enthält.

6. Vorschaltgerät nach Anspruch 5, bei dem das Umwertverfahren eine Zener-Diode (**66'**) enthält.

7. Vorschaltgerät nach Anspruch 5, bei dem das einer Arbeitsphase entsprechende Signal als Dimmer-Signal dient.

8. Kompakt-Fluoreszenzlampe (**10**) mit einem Vorschaltgerät nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche.

Es folgen 4 Blatt Zeichnungen

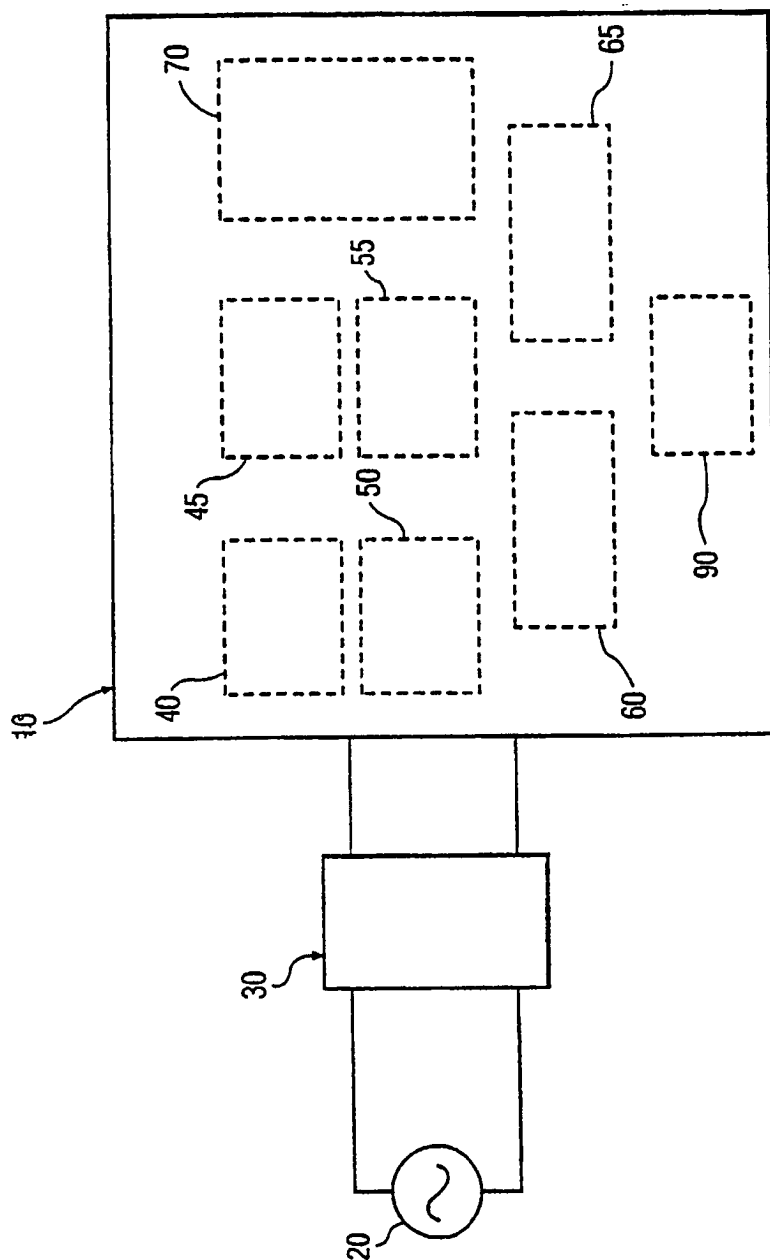


FIG. 1

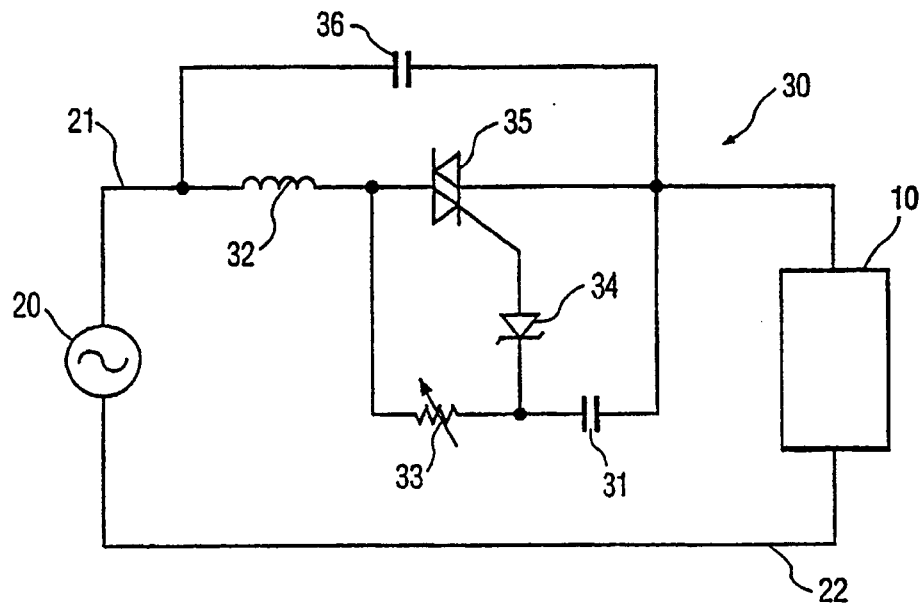


FIG. 2

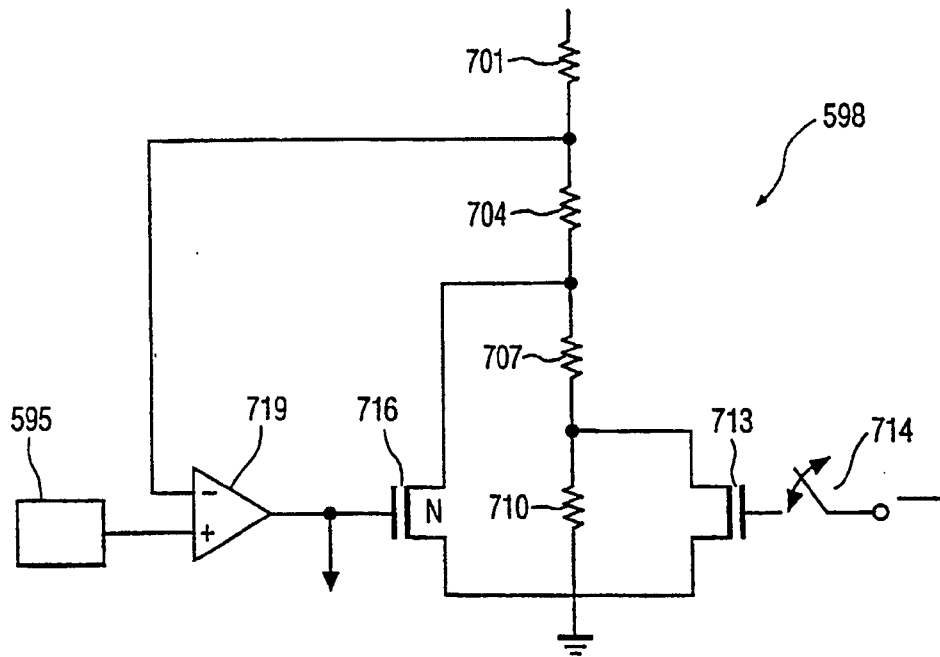


FIG. 5

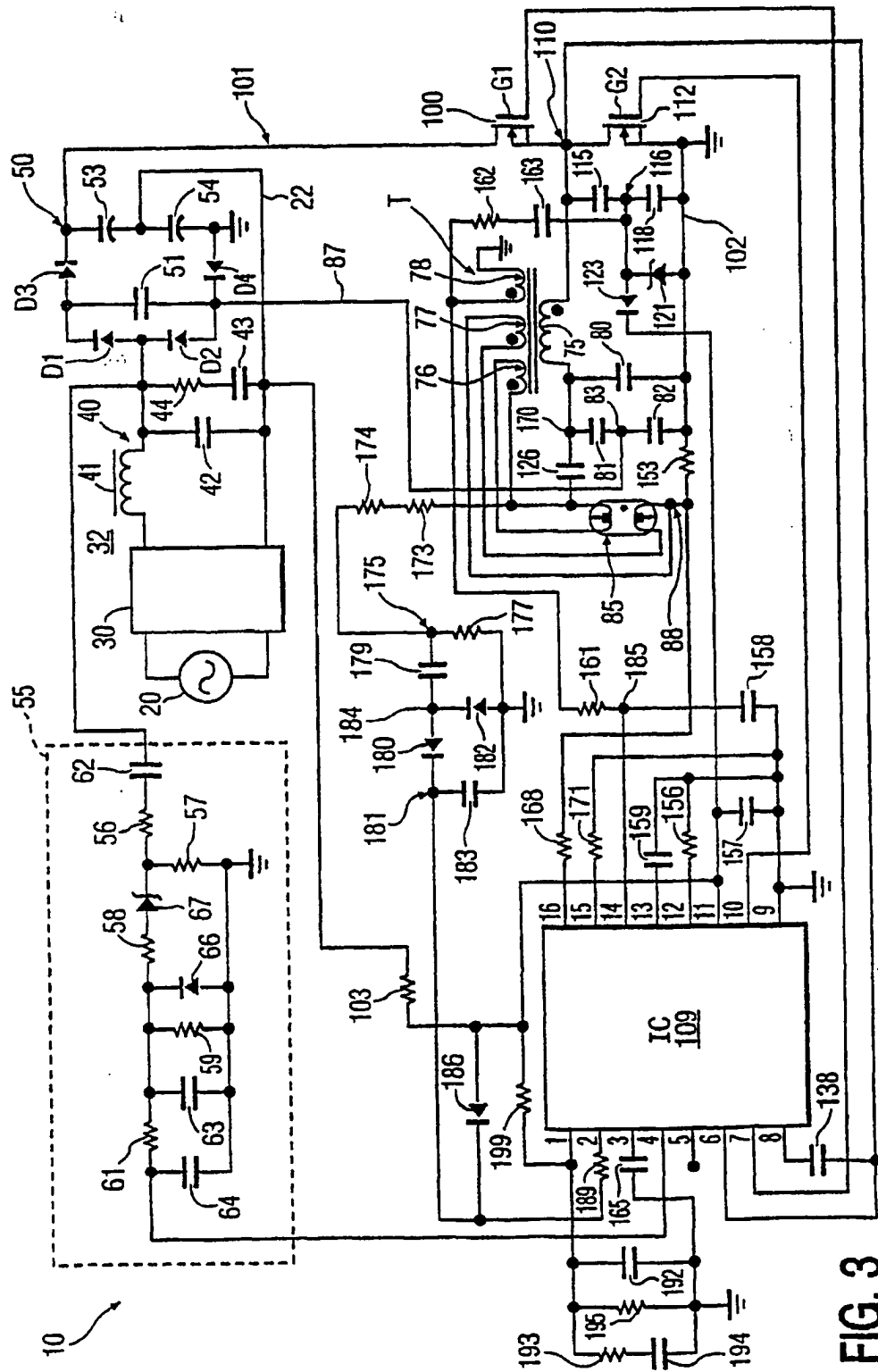


FIG. 3

