(19) Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets

(11) EP 1 624 731 A2

(12) EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(43) Veröffentlichungstag:
08.02.2006 Patentblatt 2006/06

(51) Int Cl.:
H05B 41/285 *(2006.01)* ***H05B 41/298*** *(2006.01)*
H05B 37/03 *(2006.01)*

(21) Anmeldenummer: **05013377.6**

(22) Anmeldetag: **21.06.2005**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HU IE IS IT LI LT LU MC NL PL PT RO SE SI SK TR
Benannte Erstreckungsstaaten:
AL BA HR LV MK YU

(30) Priorität: **02.08.2004 DE 102004037390**

(71) Anmelder: **Infineon Technologies AG**
81669 München (DE)

(72) Erfinder:
- **Feldtkeller, Martin**
  81543 München (DE)
- **Fery, Antoine**
  80469 München (DE)
- **Herfurth, Michael**
  82205 Gilching (DE)

(74) Vertreter: **Bickel, Michael**
Westphal - Mussgnug & Partner
Patentanwälte
Mozartstrasse 8
80336 München (DE)

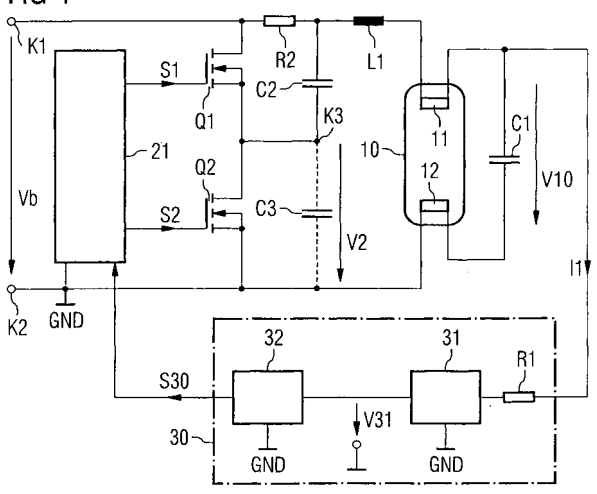
(54) Ansteuerschaltung für eine Leuchtstofflampe mit einer Diagnoseschaltung und Verfahren zur Diagnose einer Leuchtstofflampe

(57) Die Erfindung betrifft eine Ansteuerschaltung für wenigstens eine Leuchtstofflampe (10), die folgende Merkmale aufweist:

- eine Halbrückenschaltung (Q1, Q2) zur Bereitstellung einer Versorgungsspannung (V2),
- einen an die Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) gekoppelten Resonanzschwingkreis (L1, C1), an den die wenigstens eine Leuchtstofflampe (10) anschließbar ist,
- eine Diagnoseschaltung (30) mit einem an den Resonanzschwingkreis (L1, C1) gekoppelten Widerstandselement (R1), wenigstens einem an das Widerstandselement (R1) angeschlossenen Strom-Spannungswandler (31), der wenigstens eine Messspannung (V31; V311, V312) aus einem das Widerstandselement durchfließenden Strom (11) bereitstellt, und eine an den Strom-Spannungswandler (31) angeschlossene Auswerteschaltung (32), der die wenigstens eine Messspannung (V31; V311, V312) zugeführt ist,

und ein Verfahren zur Diagnose einer Leuchtstofflampe.

FIG 4



EP 1 624 731 A2

Beschreibung

[0001] Ansteuerschaltung für eine Leuchtstofflampe mit einer Diagnoseschaltung und Verfahren zur Diagnose einer Leuchtstofflampe

[0002] Die vorliegende Erfindung betrifft eine Ansteuerschaltung für eine Leuchtstofflampe und ein Verfahren zur Diagnose einer Leuchtstofflampe.

[0003] Zum besseren Verständnis der nachfolgend erläuterten Erfindung wird zunächst der grundsätzliche Aufbau und die Funktionsweise eines zur Ansteuerung einer Leuchtstofflampe dienenden elektronischen Vorschaltgeräts (EVG) und dessen Funktionsweise anhand der Figuren 1 bis 3 erläutert. Ein solches Vorschaltgerät ist beispielsweise in der EP 1 066 739 B1, der US 5,973,943 oder der US 6,617,805 B2 beschrieben.

[0004] Das Vorschaltgerät umfasst eine Halbbrücke mit einem ersten Halbleiterschaltelement Q1 und einem zweiten Halbleiterschaltelement Q2, deren Laststrecken in Reihe zwischen Klemmen K1, K2 geschaltet sind, zwischen denen eine Gleichspannung Vb anliegt. Diese Gleichspannung Vb wird (in nicht näher dargestellter Weise) beispielsweise durch eine allgemein bekannte Leistungsfaktorkorrekturschaltung (Power Factor Controller, PFC) aus einer Netzwechselspannung erzeugt. Ein üblicher Wert für die Amplitude dieser Gleichspannung Vb beträgt 400V.

[0005] Die Halbbrückenschaltung Q1, Q2 erzeugt aus dieser Gleichspannung Vb an einem Ausgang K3 eine Spannung V2 mit einem pulsförmigen Signalverlauf. Zur Erzeugung dieser pulsförmigen Spannung V2 werden die beiden Halbleiterschaltelemente durch eine Ansteuerschaltung 20 über Ansteuersignale S1, S2 getaktet angesteuert. Diese Ansteuerung erfolgt zur Minimierung von Schaltverlusten so, dass die beiden Schaltelemente Q1, Q2 nie gleichzeitig leiten und dass während eines Umschaltvorgangs beide Schaltelemente für eine vorgegebene Zeitdauer gleichzeitig sperren. Die Frequenz mit der die beiden Schaltelemente getaktet angesteuert werden bzw. mit der die pulsförmige Spannung V2 erzeugt wird, ist unter anderem vom Zündzustand der durch die Schaltung versorgten Leuchtstofflampe 10 abhängig und beträgt nach Zünden der Lampe beispielsweise 40 kHz. Diese Frequenz wird durch die Ansteuerschaltung in grundsätzlich bekannter Weise eingestellt. Signaleingänge, über welche die Ansteuerschaltung Informationen über den Zündstatus der Lampe erhält, und Vorrichtungen zur Erzeugung solcher Signale sind in den Figuren aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt. Ebenfalls nicht dargestellt sind Schaltungskomponenten zur Spannungsversorgung der Ansteuerschaltung.

[0006] Die Leuchtstofflampe 10 ist parallel zu einem Resonanzkondensator C11 geschaltet, der Teil eines Resonanzschwingkreises ist. Dieser Resonanzschwingkreis, der neben dem Resonanzkondensator C1 eine in Reihe zu dem Resonanzkondensator C1 geschaltete Resonanzinduktivität L1 aufweist, ist an einen Ausgang K3 der Halbbrücke Q1, Q2 angeschlossen und ist durch die pulsförmige Versorgungsspannung V2 versorgt. Ein in Reihe zu dem Resonanzschwingkreis L1, C1 geschalteter Abblockkondensator C2 dient zur Ausfilterung des Gleichspannungsanteils aus der pulsförmigen Versorgungsspannung V2, woraus über der Anordnung mit dem Resonanzschwingkreis L1, C1 und der Leuchtstofflampe 10 eine Wechselspannung mit einem annähernd rechteckförmigen oder trapezförmigen Signalverlauf resultiert. Die Amplitude dieser Wechselspannung beträgt etwa die Hälfte des Betrages der an die Halbbrücke Q1, Q2 angelegten Gleichspannung.

[0007] Die Leuchtstofflampe 10 verhält sich nach dem Zünden wie ein spannungsabhängiger Widerstand. Eine über der Lampe 10 anfallende Spannung besitzt nach deren Zünden einen an eine Sinuskurve angenäherten zeitlichen Verlauf.

[0008] Vor dem Zünden der Lampe 10 ist ein Vorwärmen der Lampenelektroden 11, 12 auf eine Emissionstemperatur erforderlich. Hierzu wird die Versorgungsspannung V2 mit einer höheren Frequenz als nach dem Zünden erzeugt, woraus an der Lampe 10 eine Spannung V10 resultiert, die kleiner als eine Zündspannung ist. Nach Ende der Vorwärmphase wird die Ansteuerfrequenz der Halbbrückenschaltung Q1, Q2 reduziert, um eine zum Zünden der Lampe ausreichende Zündspannung zu erreichen und die Lampe dadurch zu zünden.

[0009] Um die Lampenelektroden 11, 12 vorzuwärmen kann die Lampe auf verschiedene Weise in dem Resonanzschwingkreis verschaltet sein. In dem Beispiel gemäß Figur 1 werden die Elektroden 11, 12 von dem Strom des Resonanzschwingkreises L1, C1 durchflossen, um diese vorzuwärmen. In dem Beispiel gemäß Figur 2 sind zum Vorheizen der Elektroden 11, 12 Hilfsinduktivitäten Lh1, Lh2 vorhanden, die induktiv an die Resonanzinduktivität L1 gekoppelt sind und die jeweils an eine der Elektroden 11, 12 angeschlossen sind, um diese vorzuheizen.

[0010] Die Anordnung mit dem Resonanzschwingkreis L1, C1 und der Leuchtstofflampe 10 kann bezugnehmend auf die Figuren 1 und 2 zwischen den Ausgang K3 der Halbbrückenschaltung Q1, Q2 und ein Bezugspotential GND oder bezugnehmend auf Figur 3 zwischen den Ausgang K3 der Halbbrückenschaltung Q1, Q2 und den Mittenabgriff eines zwischen die Eingangsklemmen K1, K2 geschalteten kapazitiven Spannungsteilers C4, C5 geschaltet sein.

[0011] Parallel zur Laststrecke des zweiten Halbleiterschaltelements Q2 der Halbbrückenschaltung liegt ein Snubber-Kondensator C3, dessen Aufgabe es ist, einen Nullspannungsschaltbetrieb (Zero Voltage Switching, ZVS) der beiden Halbleiterschaltelemente Q1, Q2 zu ermöglichen.

[0012] Leuchtstofflampen besitzen eine endliche Lebensdauer. Gegen Ende dieser Lebensdauer, wenn die Lampe verbraucht ist, sinkt die Emissionsfähigkeit der Lampenelektroden 11, 12, die während des Betriebs Elektronen in ein

Leuchtgas emittieren, ab. Beim Übergang dieser Elektronen vom Metall der Elektroden 11, 12 in die Gasentladung entsteht normalerweise gerade so viel Wärme, dass die Elektroden 11, 12 auf der für die Emission erforderlichen Temperatur gehalten werden. Verschlechtern sich diese Emissionsbedingungen aufgrund Verschleißes, so entsteht an den Elektroden ein größerer Spannungsabfall, der zu einer größeren Wärmeentwicklung und zu einem schlechteren Wirkungsgrad der Lampe führt. Während ältere Lampentypen aufgrund ihrer größeren Abmessungen die lokal höhere Verlustleistung üblicherweise ohne Beschädigung überstehen konnten, kann diese höhere Verlustleistung und die daraus resultierende größere Wärmeentwicklung bei neueren Lampentypen, beispielsweise bei Lampen mit einem Durchmesser von 5/8" im Extremfall zu einer Schmelze eines die Lampe umgebenden Glases führen. Es gilt daher, das Ende der Lebensdauer bei Leuchtstofflampen rechtzeitig zu erkennen, um derartige Beschädigungen zu vermeiden.

[0013] Wenn das Ende der Lebensdauer einer Lampe erreicht ist, steigt die über der Lampe anliegende Spannung V10 an. Üblicherweise ist eine der beiden Elektroden 11, 12 früher verschlissen als die andere, so dass die Lampenspannung V10 unsymmetrisch wird, eine der positiven oder negativen Halbwellen also eine größere Amplitude als die jeweils andere Halbwelle besitzt. Basierend auf dieser Erkenntnis ist es bekannt, den Verschleiß einer Leuchtstofflampe dadurch zu detektieren, dass der arithmetische Mittelwert der Lampenspannung gebildet und mit Null verglichen wird. Weicht dieser arithmetische Mittelwert stärker als ein vorgegebenes Maß von Null ab, was auf eine Unsymmetrie der Lampenspannung hindeutet, so wird ein Erreichen des Endes der Lebensdauer angenommen.

[0014] Derartige Verfahren, bei denen der arithmetische Mittelwert der Lampenspannung zur Verschleißdetektion ausgewertet wird, sind beispielsweise in der US 5,808,422 oder der EP 0 681 414 A2 beschrieben. Man macht sich bei diesen Verfahren zu Nutze, dass der arithmetische Mittelwert der Lampenspannung V10 plus die Hälfte der Versorgungsspannung Vb an dem Abblockkondensator c2 abfällt und somit relativ leicht gemessen und überwacht werden kann.

[0015] Nachteilig bei den bekannten Verfahren ist, dass zu ihrer Realisierung vergleichsweise viele nicht integrierbare Bauteile erforderlich sind.

[0016] Ziel der vorliegenden Erfindung ist es daher, eine Ansteuerschaltung für eine Leuchtstofflampe zur Verfügung zu stellen, die eine sichere Diagnose eines Verschleißes der Leuchtstofflampe ermöglicht, und die weitgehend integrierbar ist, sowie ein Verfahren zur Diagnose einer Leuchtstofflampe zur Verfügung zu stellen.

[0017] Dieses Ziel wird durch eine Vorrichtung mit den Merkmalen des Anspruchs 1 und durch ein Verfahren mit den Merkmalen des Anspruchs 21 gelöst. Vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind Gegenstand der Unteransprüche.

[0018] Die erfindungsgemäße Ansteuerschaltung für wenigstens eine Leuchtstofflampe weist folgende Merkmale auf:

- eine Halbrückenschaltung zur Bereitstellung einer Versorgungsspannung,
- einen an die Halbbrückenschaltung gekoppelten Resonanzschwingkreis, an den die wenigstens eine Leuchtstofflampe anschließbar ist,
- eine Diagnoseschaltung mit einem an den Resonanzschwingkreis gekoppelten Widerstandselement, wenigstens einem an das Widerstandselement angeschlossenen Strom-Spannungswandler, der wenigstens eine Messspannung aus einem das Widerstandselement durchfließenden Strom bereitstellt, und eine an den Strom-Spannungswandler angeschlossene Auswerteschaltung, der die wenigstens eine Messspannung zugeführt ist.

[0019] Das erfindungsgemäße Verfahren zur Diagnose wenigstens einer Leuchtstofflampe, die Anschlüsse zum Anlegen einer periodischen Betriebsspannung aufweist, umfasst folgende Verfahrensschritte:

- Erzeugen wenigstens eines von der Betriebsspannung abhängigen periodischen unipolaren Signals,
- Ermitteln eines ersten und zweiten Spitzenwertes des periodischen Signals,
- Vergleichen der Spitzenwerte oder Vergleichen jeweils eines Spitzenwertes mit einem von dem jeweils anderen Spitzenwert abgeleiteten Wert, um abhängig von dem Vergleichsergebnis ein Verschleißsignal zur Verfügung zu stellen.

[0020] Gegenstand der Erfindung ist außerdem eine Ansteuerschaltung für wenigstens eine Leuchtstofflampe, die folgende Merkmale aufweist:

- eine Halbrückenschaltung zur Bereitstellung einer Versorgungsspannung,
- einen an die Halbbrückenschaltung gekoppelten Resonanzschwingkreis, an den die wenigstens eine Leuchtstofflampe anschließbar ist,

- einen das Widerstandselement enthaltenden Gleichstrompfad, der durch eine intakte Lampenwendel der Leuchtstofflampe schließbar ist, und an den eine Detektorschaltung zur Detektion eines den Gleichstrompfad durchfließenden Gleichstromes angeschlossen ist.

[0021] Die vorliegende Erfindung wird nachfolgend in Ausführungsbeispielen anhand von Figuren näher erläutert.

Figur 1 zeigt eine erste Ansteuerschaltung für eine Leuchtstofflampe nach dem Stand der Technik.

Figur 2 zeigt eine zweite Ansteuerschaltung für eine Leuchtstofflampe nach dem Stand der Technik.

Figur 3 zeigt eine dritte Ansteuerschaltung für eine Leuchtstofflampe nach dem Stand der Technik.

Figur 4 zeigt eine erfindungsgemäße Ansteuerschaltung für eine Leuchtstofflampe mit einer Diagnoseschaltung, die ein Widerstandselement, einen Strom-Spannungs-Wandler und eine Auswerteschaltung aufweist.

Figur 5 zeigt ein erstes Ausführungsbeispiel einer Auswerteschaltung, die ein Verschleißsignal liefert.

Figur 6 veranschaulicht zeitliche Verläufe ausgewählter in der Auswerteschaltung gemäß Figur 5 vorkommender Signale.

Figur 7 zeigt eine Abwandlung der Auswerteschaltung gemäß Figur 5.

Figur 8 zeigt eine Diagnoseschaltung mit einer Auswerteschaltung gemäß einem zweiten Ausführungsbeispiel.

Figur 9 veranschaulicht zeitliche Verläufe ausgewählter in der Auswerteschaltung gemäß Figur 8 vorkommender Signale.

Figur 10 zeigt ein Realisierungsbeispiel eines Strom-Spannungs-Wandler.

Figur 11 veranschaulicht ein weiteres Realisierungsbeispiel einer Diagnoseschaltung.

Figur 12 zeigt zeitliche Verläufe ausgewählter, in der Diagnoseschaltung gemäß Figur 11 vorkommender Signale.

Figur 13 zeigt ein Ausführungsbeispiel einer Ansteuerschaltung, die einen Gleichstrompfad mit einer an den Gleichstrompfad angeschlossenen Detektorschaltung aufweist.

Figur 14 zeigt ein weiteres Ausführungsbeispiel einer Ansteuerschaltung, die einen Gleichstrompfad mit einer an den Gleichstrompfad angeschlossenen Detektorschaltung aufweist.

[0022] In den Figuren bezeichnen, sofern nicht anders angegeben, gleiche Bezugszeichen gleiche Schaltungskomponenten und Signale mit gleicher Bedeutung.

[0023] Figur 4 zeigt ein Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Ansteuerschaltung für eine Leuchtstofflampe 10. Diese Ansteuerschaltung umfasst eine bereits eingangs erläuterte Halbbrückenschaltung mit einem ersten und zweiten Halbleiterschaltelement Q1, Q2, deren Laststrecken in Reihe zwischen Eingangsklemmen K1, K2, an denen eine Gleichspannung Vb anliegt, geschaltet sind. An einen Ausgang K3 der Halbbrückenschaltung, der durch einen den Laststrecken der beiden Halbleiterschaltelemente Q1, Q2 gemeinsamen Knoten gebildet ist, ist ein Resonanzschwingkreis mit einer Resonanzinduktivität L1 und einem Resonanzkondensator C1 angeschlossen. Parallel zu dem Resonanzkondensator C1 ist dabei die Leuchtstofflampe 10 geschaltet. Die Leuchtstofflampe 10 und der Resonanzschwingkreis L1, C1 sind in dem Beispiel entsprechend der bekannten Schaltung gemäß Figur 1 verschaltet, können selbstverständlich jedoch auch entsprechend der Schaltung gemäß Figur 2 verschaltet sein. Ebenso könnte der der Halbbrücke abgewandte Anschluss der Lampe 10 entgegen der Darstellung in Figur 4 über einen kapazitiven Spannungsteiler gemäß Figur 3 an Bezugspotential GND angeschlossen sein.

[0024] Zwischen den Resonanzschwingkreis L1, C1 und die Halbbrückenschaltung Q1, Q2 ist ein Abblockkondensator C2 geschaltet, der einen Gleichanteil aus der von der Halbbrückenschaltung Q1, Q2 erzeugten Spannung V2 mit pulsförmigem Signalverlauf ausfiltert. Optional ist parallel zur Laststrecke des zweiten Halbleiterschaltelements Q2 ein sogenannter Snubber-Kondensator C3 geschaltet, der in hinlänglich bekannter Weise einen Nullspannungsbetrieb der beiden Halbleiterschaltelemente Q1, Q2, also ein Schalten dieser beiden Halbleiterschaltelemente Q1, Q2 jeweils zu Zeitpunkten, zu denen eine Spannung über der Laststrecke dieser beiden Halbleiterschaltelemente Q1, Q2 gleich Null

ist, ermöglicht. Die Verwendung eines solchen Snubber-Kondensators ist hinlänglich bekannt und bereits in der eingangs erläuterten US 5,973,943 beschrieben.

[0025] Zur Ansteuerung der Halbleiterschaltelemente Q1, Q2 der Halbbrückenschaltung ist eine Steuerschaltung 21 vorhanden, die Ansteuersignale S1, S2 für die Halbleiterschaltelemente derart bereitstellt, dass diese beiden Halbleiterschaltelemente Q1, Q2 zeitlich versetzt zueinander getaktet angesteuert werden. Die Ansteuerung erfolgt dabei derart, dass die beiden Halbleiterschaltelemente Q1, Q2 nie gleichzeitig leiten und dass während einer Umschaltphase die beiden Halbleiterschaltelemente Q1, Q2 vorzugsweise für eine vorgegebene Zeitdauer gleichzeitig sperren. Die Frequenz, mit der die Halbbrücke Q1, Q2 getaktet angesteuert wird, ist vom jeweiligen Betriebszustand der Leuchtstofflampe 10 abhängig und beträgt nach Zünden der Leuchtstofflampe etwa 40kHz. Während einer Vorwärmphase kann diese Frequenz 65kHz oder mehr betragen. Der Duty-Cycle der Ansteuersignale S1, S2, also das Verhältnis zwischen Einschaltdauer und Ansteuerperiodendauer beträgt beispielsweise etwa 45%.

[0026] Die dargestellte Ansteuerschaltung umfasst erfindungsgemäß eine Diagnoseschaltung 30 mit einem Widerstandselement R1, das an den Resonanzschwingkreis L1, C1, in dem Beispiel an den Resonanzkondensator C1, angeschlossen ist. An dieses Widerstandelement R1 ist ein Strom-Spannungs-Wandler 31 angeschlossen, der einen das Widerstandelement R1 durchfließenden Strom I1 in wenigstens ein Spannungsmesssignal V31 wandelt, das einer dem Strom-Spannungs-Wandler 31 nachgeschalteten Auswerteschaltung 32 zugeführt ist. Diese Auswerteschaltung 32 stellt ein Diagnosesignal S30 zur Verfügung, das der Steuerschaltung 21 für die Halbbrückenschaltung zugeführt ist. Die Steuerschaltung 21 ist hierbei dazu ausgebildet, die Ansteuerung der Halbbrücke Q1, Q2 und damit die Versorgung der Leuchtstofflampe 10 zu unterbrechen oder gegebenenfalls gar nicht erst zu starten, wenn das Diagnosesignal S30 auf einen noch zu erläuternden fehlerhaften Betriebszustand hinweist.

[0027] Es sei darauf hingewiesen, dass die Steuerschaltung 21 sowie der Strom-Spannungs-Wandler 31 und die Auswerteschaltung 32 der Diagnoseschaltung 30 in einem gemeinsamen Halbleiterchip integriert sein können. Lediglich zum besseren Verständnis sind in Figur 4 die Steuerschaltung 21 und die Diagnoseschaltung 30 als separate Blöcke dargestellt.

[0028] Darüber hinaus kann die Steuerschaltung 21 neben der bisher erläuterten Funktionen selbstverständlich beliebige weitere Funktionalitäten umfassen, wie sie beispielsweise für Steuerschaltungen in den eingangs erläuterten Dokumenten zum Stand der Technik beschrieben sind.

[0029] Wie anhand der nachfolgend erläuterten Ausführungsbeispiele noch ersichtlich ist, ist die Diagnoseschaltung 30 weitgehend integrierbar. Als externes, nicht in einem Halbleiterchip zu integrierendes Bauelement ist lediglich das Widerstandselement R1 vorhanden.

[0030] Bei der erfindungsgemäßen Ansteuerschaltung ist ein das Widerstandselement R1 durchfließender Strom I1 proportional zu einer über der Lampe 10 anliegenden Lampenspannung V10, wobei das Vorzeichen dieses Stromes I1 mit der Frequenz der nach dem Zünden der Leuchtstofflampe 10 annäherungsweise sinusförmigen Lampenspannung V10 wechselt.

[0031] Der Strom-Spannungs-Wandler 31 ist dazu ausgebildet, aus diesem Strom I1 mit wechselndem Vorzeichen wenigstens eine bezogen auf ein Bezugspotential GND unipolare Messspannung V31, also eine entweder ausschließlich positive oder ausschließlich negative Messspannung V31, zur Verfügung zu stellen, deren Amplitude entsprechend der Amplitude des das Widerstandselement R1 durchfließenden Messstromes I1 variiert.

[0032] Dieser Strom-Spannungs-Wandler 31 ist bezugnehmend auf Figur 6a beispielsweise dazu ausgebildet, eine positive Messspannung V31 zu erzeugen, die einen Wechselspannungsanteil aufweist, der proportional zu dem Messstrom I1 bzw. der Lampenspannung V10 ist, und die einen positiven Gleichanteil bzw. Offset VR gegenüber Bezugspotential GND aufweist. Der Offset-Wert VR wird durch das Messsignal V31 dabei gerade dann erreicht, wenn die Lampenspannung V10 Null ist bzw. wenn der Messstrom I1 Null ist.

[0033] Zur Erzeugung des Messsignals V31 wird der Offset VR beispielsweise als Gleichspannung einer Referenzspannungsquelle dem Strom-Spannungswandler zugeführt, der das Messsignal V31 durch Addition eines dem Messstrom I1 proportionalen Spannungswertes und der Referenzspannung bildet.

[0034] Figur 5 zeigt ein erstes Ausführungsbeispiel einer Auswerteschaltung, die dazu dient, anhand des aus der Lampenspannung V10 abgeleiteten Messsignals V31 einen möglichen Verschleiß der Leuchtstofflampe 10 zu diagnostizieren und ein Verschleißsignal als Diagnosesignal S30 zu erzeugen. Das Diagnosesignal ist beispielsweise ein zweiwertiges Signal, das bei Detektion eines Verschleißes einen ersten Signalpegel und sonst einen zweiten Signalpegel annimmt.

[0035] Der Auswerteschaltung 32 ist an einem Eingang das auf Bezugspotential GND bezogene Messsignal V31 zugeführt. In der Auswerteschaltung 32 steht darüber hinaus ein Signal zur Verfügung, dessen Betrag dem Gleichanteil/Offset VR des Spannungsmesssignals V31 entspricht. Dieses Signal liegt in der Auswerteschaltung 32 an mehreren mit "VR" bezeichneten Knoten an.

[0036] Die Auswerteschaltung 32 umfasst einen ersten Spitzenwertgleichrichter D11, C11 mit einer ersten Diode D11 und einem ersten kapazitiven Speicherelement C11, die in Reihe zu einem ersten Schalter S11 zwischen den Eingang und Offset-Potential VR geschaltet sind. Zur Ansteuerung des ersten Schalters S11 ist ein erstes Steuersignal KS31

vorhanden, das von einem ersten Komparator K31 durch Vergleich des Messsignals V31 mit dem Offset-Potential VR zur Verfügung gestellt wird und das dann, wenn die Amplitude des Messsignals V31 größer als das Offset-Potential VR ist, einen High-Pegel annimmt. Ein zu diesem ersten Vergleichssignal K31 komplementäres zweites Steuersignal KS31' wird mittels eines Inverters INV11 aus dem ersten Steuersignal K31 erzeugt. Der zeitliche Verlauf des ersten Vergleichssignals K31 ist in Figur 6b für das in Figur 6a dargestellte Messsignal V31 dargestellt.

[0037] Die Zeitdauern, während der das Spannungssignal V31 größer als der Offset VR ist, werden nachfolgend als positive Halbwellen des Spannungssignals V31 bezeichnet, während die Zeitdauern, während der das Spannungssignal V31 als der Offset VR ist, nachfolgend als negative Halbwellen bezeichnet werden.

[0038] Das erste kapazitive Speicherelement C11 wird während positiver Halbwellen des Spannungssignals V31 bei geschlossenem ersten Schalter S11 über das erste Gleichrichterelement D11 auf einen Wert aufgeladen, der der positiven Amplitude $\Delta V+$ des Wechselspannungsanteils der Messspannung V31 abzüglich der Durchlassspannung der Diode D11 entspricht. Für die nachfolgende Erläuterung wird diese Durchlassspannung der Diode D11 als vernachlässigbar angesehen, so dass davon ausgegangen wird, dass der Kondensator während der positiven Halbwelle auf die positive Amplitude $\Delta V+$ aufgeladen wird. An einem dem Gleichrichterelement D11 und der Speicherkapazität C11 gemeinsamen Knoten N11 liegt bezogen auf Bezugspotential GND am Ende der positiven Halbwelle ein erstes Vergleichssignal V11 an, das der Summe aus dem positiven Amplitudenwert $\Delta V+$ und dem Offset-Potential entspricht, so dass gilt:

$$V11 = VR + \Delta V+ \qquad (1)$$

[0039] Diese erste Vergleichssignal wird nachfolgend auch als positives Spitzenwertsignal bezeichnet, da es neben dem konstanten additiven Anteil VR die Information über die positive Amplitude $\Delta V+$ enthält. Dieses Signal V11 entspricht am Ende der positiven Halbwelle dem Maximalwert des Spannungssignals V31. $\Delta V+$ bezeichnet den Betrag der positiven Amplitude und wird nachfolgend auch als positiver Amplitudenwert bezeichnet.

[0040] Die Auswerteschaltung 32 umfasst einen zweiten Spitzenweggleichrichter mit einer zweiten Diode D21 und einer zweiten Speicherkapazität C21, die in Reihe zu einem zweiten Schalter S21 zwischen einen Knoten für Offset-Potential VR und den Eingang geschaltet ist. Die zweite Diode D21 ist dabei entgegengesetzt zu der ersten Diode D11 geschaltet, um während einer negativen Halbwelle der Messspannung V31 die zweite Speicherkapazität C21 - bei Vernachlässigung der Durchlassspannung der Diode D21 - auf einen Wert aufzuladen, der der negativen Amplitude $\Delta V-$ der Messspannung V31 entspricht. An einem der zweiten Diode D21 und dem zweiten kapazitiven Speicherelement C21 gemeinsamen Knoten liegt gegen Bezugspotential GND ein zweites Vergleichssignal V21 an, für das am Ende der negativen Halbwelle gilt:

$$V21 = VR - \Delta V- \qquad (2)$$

[0041] Dieses Signal wird nachfolgend auch als negatives Spitzenwertsignal bezeichnet. Seine Amplitude am Ende der negativen Halbwelle entspricht dem Minimalwert des Spannungssignals V31. $\Delta V-$ bezeichnet den Betrag der negativen Amplitude und wird nachfolgend auch als negativer Amplitudenwert bezeichnet.

[0042] Der zweite Schalter S21 ist durch das zweite Vergleichssignal KS31' angesteuert, um diesen zweiten Schalter S21 während der negativen Halbwelle der Vergleichsspannung V31 leitend anzusteuern.

[0043] Die am Ende einer positiven Halbwelle über der ersten Speicherkapazität C11 anliegende Spannung entspricht der positiven Amplitude $\Delta V+$ des Wechselspannungsanteils der Messspannung V31 bezogen auf Offset-Potential und ist somit ein Maß für die Lampenspannung V10 während der positiven Halbwelle. Die am Ende der negativen Halbwelle über der zweiten Speicherkapazität C21 anliegenden Spannung entspricht der bezogen auf das Offset-Potential VR negativen Amplitude $\Delta V-$ des Wechselspannungsanteils der Messspannung V31 und ist somit ein Maß für die Amplitude der Lampenspannung V10 während der negativen Halbwelle. Um diese Amplitudenwerte miteinander zu vergleichen und hierdurch einen möglichen Verschleiß diagnostizieren zu können, umfasst die Auswerteschaltung 32 eine Bewertungseinheit 33, die das Diagnosesignal S30 erzeugt.

[0044] Diese Bewertungseinheit 33 ist grundsätzlich so konzipiert, dass sie die Spannung $\Delta V+$ über dem ersten kapazitiven Speicherelement C11 nach Ablauf der positiven Halbwelle verringert und eine daraus resultierende verringerte Spannung $\Delta V+'$ - die nachfolgend als reduzierter positiver Amplitudenwert bezeichnet wird - mit der sich über dem zweiten kapazitiven Speicherelement C21 während der negativen Halbwelle einstellenden Spannung $\Delta V-$ vergleicht. Außerdem verringert die Bewertungseinheit die Spannung $\Delta V-$ über dem zweiten kapazitiven Speicherelement C21 nach Ablauf der negativen Halbwelle und vergleicht eine daraus resultierende verringerte Spannung $\Delta V-'$ - die nachfolgend als reduzierter negativer Amplitudenwert bezeichnet wird - mit der sich über dem ersten kapazitiven Speicherele-

ment C11 während der positiven Halbwelle einstellenden Spannung ΔV+. Ein Verschleiß wird hierbei dann erkannt, wenn der positive Amplitudenwert ΔV+ kleiner als der verringerte negative Amplitudenwert ΔV-' oder wenn der negative Amplitudenwert ΔV- kleiner als der verringerte positive Amplitudenwert ΔV+' ist.

[0045] Die Bewertungseinheit 33 umfasst in dem Ausführungsbeispiel ein erstes zusätzliches kapazitives Speicherelement C31, das mittels eines dritten Schalters S31 parallel zu dem ersten kapazitiven Speicherelement C11 geschaltet werden kann. Die dem dritten Schalter S31 abgewandten Anschlüsse der Kondensatoren C11, C31 sind kurzgeschlossen und über den ersten Schalter S11 an Offset-Potential VR angeschlossen. Der dritte Schalter S31 ist durch das zweite Steuersignal KS31' angesteuert, um den ersten zusätzlichen Kondensator C31 während der negativen Halbwelle parallel zu dem ersten kapazitiven Speicherelement C11 zu schalten, wobei der erste Schalter S11 während dieser Zeitdauer geöffnet ist.

[0046] Entsprechend weist die Bewertungseinheit 33 ein zweites zusätzliches kapazitives Speicherelement C41 auf, das mittels eines vierten Schalters S41 parallel zu der zweiten Speicherkapazität C21 geschaltet werden kann. Die dem vierten Schalter abgewandten Anschlüsse der Kondensatoren C21, C41 sind kurzgeschlossen und über den zweiten Schalter an Offset-Potential VR angeschlossen. Der vierte Schalter S41 ist durch das erste Vergleichssignal KS31 angesteuert, um das zweite kapazitive Speicherelement C21 und das zweite weitere kapazitive Speicherelement C41 während der positiven Halbwellen der Messspannung V31 kurzzuschließen. Der zweite Schalter S21 ist während dieser Halbwellen geöffnet.

[0047] Die Funktionsweise der Bewertungseinheit 33 wird nachfolgend anhand der zeitlichen Verläufe in den Figuren 6c und 6d erläutert. Figur 6c zeigt dabei die zeitlichen Verläufe des ersten Spitzenpotentials V11 an dem der Diode D11 und dem kapazitiven Speicherelement C11 gemeinsamen Knoten N11 des ersten Spitzengleichrichters und eines ersten Vergleichspotentials V31 an dem dem ersten Kondensator C11 und dem ersten weiteren Kondensator C31 gemeinsamen Knoten. Figur 6d zeigt den zeitlichen Verlauf des zweiten Spitzenpotentials V21 an dem der Diode D21 und dem kapazitiven Speicherelement C21 des zweiten Spitzengleichrichters gemeinsamen Knoten und des zweiten Vergleichspotentials V4 an dem dem zweiten kapazitiven Speicherelement C21 und dem zweiten weiteren kapazitiven Speicherelement C41 gemeinsamen Knoten.

[0048] Bezugnehmend auf die Figuren 5 und 6c steigt das Potential V11 an dem ersten Spitzengleichrichter D11, C11 während der positiven Halbwellen bei geschlossenem ersten Schalter S11 und geöffnetem dritten Schalter S31 auf den Maximalwert der Vergleichspannung V3 an, der der Summe aus dem Offset-Potential VR und dem positiven Amplitudenwert ΔV+ entspricht. Das erste weitere kapazitive Speicherelement C31 liegt während dieser positiven Halbwelle zwischen zwei Anschlüssen für Offset-Potential VR, wodurch dieses kapazitive Speicherelement C31 entladen ist.

[0049] Zu Beginn der negativen Halbwelle wird der erste Schalter S11 geöffnet und der dritte Schalter S31 geschlossen. Dies führt dazu, dass das erste kapazitive Speicherelement C11 teilweise entladen wird. Davon ausgehend, dass der Betrag der Spannung über dem ersten kapazitiven Speicherelement C11 am Ende der positiven Halbwelle dem Betrag der positiven Amplitude ΔV+ entspricht, stellt sich nach Schließen des dritten Schalters S31 und einem erfolgten Ladungsaustausch über der Parallelschaltung aus den beiden kapazitiven Speicherelementen C11, C31 der reduzierte positive Amplitudenwert ΔV+' ein, für den gilt:

$$\Delta V+' = C11/(C11 + C31) \cdot \Delta V+ = k1 \cdot \Delta V+ \qquad (3).$$

[0050] Das reduzierte positive Amplitudenwert ΔV+' resultiert aus der positiven Amplitude ΔV+ somit durch Multiplikation mit einem Faktor $k1 < 1$.

[0051] Um diesen reduzierten positiven Amplitudenwert ΔV+' mit dem negativen Amplitudenwert ΔV- vergleichen zu können, wird ein drittes Vergleichssignal V3 erzeugt, für das gilt:

$$V3 = VR - \Delta V+' \qquad (4)$$

[0052] Dieses Signal V3 liegt nach Öffnen des ersten Schalters S11 und Schließen des dritten Schalters S31, wodurch der Knoten N11 des ersten Spitzengleichrichters an Offset-Potential VR liegt, zwischen dem den Kondensatoren C11, C31 gemeinsamen Knoten und Bezugspotential GND an. Der zeitliche Verlauf dieses dritten Vergleichssignals V3 ist gestrichelt in Figur 6c dargestellt. Während der positiven Halbwelle, wenn der erste Schalter S11 geschlossen ist, entspricht dieses Vergleichssignal V3 dem Offset-Potential VR.

[0053] Nach Öffnen des ersten Schalters S11 und Schließen des dritten Schalters S31 sinkt dieses dritte Vergleichssignal V3 zunächst auf einen Wert ab, der dem Offset-Potential VR abzüglich des positiven Amplitudenwertes ΔV+ entspricht, wobei das Vergleichssignal V3 aufgrund der Entladung der ersten Speicherkapazität C11 im weiteren Verlauf

der negativen Halbwelle auf den in (4) angegebenen Wert ansteigt.

[0054] Der Vergleich des negativen Amplitudenwertes ΔV- mit dem reduzierten positiven Amplitudenwert ΔV+' erfolgt mittels eines ersten Komparators K11, der das zweite Vergleichssignal bzw. negative Spitzenwertsignal V21 = VR - △V- mit dem dritten Vergleichssignal V3 = VR - ΔV+' vergleicht. Ein Vergleich dieser beiden Signale, die jeweils die Beträge ΔV+' und △Vmit negativem Vorzeichen und einen jeweils gleichen additiven Anteil VR umfassen erlaubt unmittelbar einen Rückschluss auf das Verhältnis zwischen dem negativen Signalwert ΔV- und dem reduzierten positiven Signalwert ΔV+'. Ist der zweite Vergleichswert V21 größer als der dritte Vergleichswert V3, so ist der negative Amplitudenwert ΔV- kleiner als der reduzierte positive Amplitudenwert ΔV+', was als Fehler interpretiert wird. Das Ausgangssignal KS11 des ersten Komparators K11 nimmt dann einen High-Pegel an, der in einem ersten Flip-Flop FF11 am Ende der negativen Halbwelle gespeichert wird, wobei ein daraus resultierender High-Pegel am Ausgang des ersten Flip-Flops FF11 über ein Oder-Gatter OR11 zu einem High-Pegel des am Ausgang anliegenden Verschleißsignals S30 führt. Das Verschleißsignal nimmt also dann einen High-Pegel an, wenn der positive Amplitudenwert ΔV+ des Wechselanteils des Signals V31 um mehr als einen Faktor (C11 + C31)/C11 größer ist als der negative Amplitudenwert ΔV-.

[0055] Das zweite kapazitive Speicherelement C21 wird während der negativen Halbwelle der Vergleichsspannung V3 auf eine Spannung aufgeladen, die der negativen Amplitude ΔV- des Wechselanteils des Spannungssignals V31 entspricht.

[0056] Zu Beginn der positiven Halbwelle wird der zweite Schalter S21 geöffnet und der vierte Schalter S41 geschlossen. Dies führt dazu, dass das zweite kapazitive Speicherelement C21 teilweise entladen wird. Davon ausgehend, dass der Betrag der Spannung über dem zweiten kapazitiven Speicherelement C21 am Ende der negativen Halbwelle dem Betrag der negativen Amplitude ΔV- entspricht, stellt sich nach Schließen des vierten Schalters S41 und einem erfolgten Ladungsaustausch über der Parallelschaltung aus den beiden kapazitiven Speicherelementen C21, C41 der reduzierte negative Amplitudenwert ΔV-' ein, für den gilt:

$$\Delta V-' = C21/(C21 + C41) \cdot \Delta V- = k2 \cdot \Delta V- \qquad (5).$$

[0057] Der reduzierte negative Wert ΔV-' resultiert aus der negativen Amplitude ΔV- somit durch Multiplikation mit einem Faktor k2 < 1.

[0058] Um diesen reduzierten negativen Amplitudenwert ΔV-' mit dem positiven Amplitudenwert ΔV+ vergleichen zu können, wird ein viertes Vergleichssignal V4 erzeugt, für das gilt:

$$V4 = VR + \Delta V-' \qquad (6)$$

[0059] Dieses Signal V4 liegt nach Öffnen des zweiten Schalters S21 und Schließen des vierten Schalters S41, wodurch der Knoten N21 des zweiten Spitzengleichrichters an Offset-Potential VR liegt, zwischen dem den Kondensatoren C21, C41 gemeinsamen Knoten und Bezugspotential GND an. Der zeitliche Verlauf dieses vierten Vergleichssignals V4 ist gestrichelt in Figur 6d dargestellt. Während der negativen Halbwelle, wenn der zweite Schalter S21 geschlossen ist, entspricht dieses Vergleichssignal V4 dem Offset-Potential VR.

[0060] Nach Öffnen des zweiten Schalters S21 und Schließen des vierten Schalters S41 steigt dieses vierte Vergleichssignal V4 zunächst auf einen Wert an, der dem Offset-Potential VR plus des negativen Amplitudenwertes ΔV- entspricht, wobei das Vergleichssignal V4 aufgrund der Entladung der zweiten Speicherkapazität C21 im weiteren Verlauf der positiven Halbwelle auf den in (6) angegebenen Wert absinkt.

[0061] Der Vergleich des positiven Amplitudenwertes ΔV+ mit dem reduzierten negativen Amplitudenwert ΔV-' erfolgt mittels eines zweiten Komparators K21, der das erste Vergleichssignal bzw. positive Spitzenwertsignal V11 = VR + ΔV+ mit dem vierten Vergleichssignal V4 = VR + ΔV-' vergleicht. Ein Vergleich dieser beiden Signale, die jeweils die Beträge ΔV+' und △Vmit positivem Vorzeichen und einen jeweils gleichen additiven Anteil VR umfassen erlaubt unmittelbar einen Rückschluss auf das Verhältnis zwischen dem positiven Signalwert ΔV+ und dem reduzierten negativen Signalwert ΔV-'. Ist der vierte Vergleichswert V4 größer als der erste Vergleichswert V11, so ist der positive Amplitudenwert ΔV+ kleiner als der reduzierte negative Amplitudenwert ΔV-', was als Fehler interpretiert wird. Das Ausgangssignal KS21 des zweiten Komparators K21 nimmt dann einen High-Pegel an, der in einem zweiten Flip-Flop FF21 am Ende der positiven Halbwelle gespeichert wird, wobei ein daraus resultierender High-Pegel am Ausgang des zweiten Flip-Flops FF21 über das Oder-Gatter OR11 zu einem High-Pegel des am Ausgang anliegenden Verschleißsignals S30 führt. Das Verschleißsignal nimmt also dann einen High-Pegel an, wenn der negative Amplitudenwert ΔV- des Wechselanteils des Signals V31 um mehr als einen Faktor (C21 + C41)/C21 größer ist als der positive Amplitudenwert ΔV+.

[0062] Bei der in Figur 5 dargestellten Auswerteschaltung 32 entspricht die am Ende der positiven Halbwelle über

dem ersten kapazitiven Speicherelement C11 anliegende Spannung nicht ganz der positiven Amplitude $\Delta V+$, sondern ist um den Wert der Durchlassspannung der ersten Diode D11 gegenüber dieser Amplitude reduziert. Entsprechend entspricht die Spannung über dem zweiten kapazitiven Speicherelement C21 am Ende der negativen Halbwelle nicht ganz der negativen Amplitude $\Delta V-$, sondern ist um den Betrag der Durchlassspannung der zweiten Diode D21 gegenüber dem Betrag dieser negativen Amplitude $\Delta V-$ reduziert.

[0063] Figur 7 zeigt eine Abwandlung der Auswerteschaltung 32 gemäß Figur 5, bei der dieses Problem vermieden ist. Bei dieser Auswerteschaltung ist das erste kapazitive Speicherelement C11 über dem ersten Schalter S11 an ein erhöhtes Offset-Potential VR+ angeschlossen, das um einen Bruchteil einer Diodenspannung oberhalb des Offset-Potentials liegt. Der Grund hierfür ist nachfolgend kurz ausgeführt:

[0064] In erster Näherung heben sich die Diodenspannungen von D11 und D21 beim Vergleich an den Eingängen der Komparatoren K11 und K21 auf. In zweiter Näherung ergibt sich jedoch ein Fehler, weil beispielsweise die Diodenspannung von D21 mit dem Faktor 1 bewertet an den Eingang von K11 gelangt, die Diodenspannung von D11 jedoch bewertet mit dem Faktor C11/(C11+C31) bewertet an den Komparatoreingang gelegt wird. Deshalb wird C11 auf eine um einen Bruchteil einer Diodenspannung geringere Spannung aufgeladen, d.h. VR+ muss etwas größer sein als VR.

[0065] Außerdem ist das zweite kapazitive Speicherelement C21 bei diesem Ausführungsbeispiel über den zweiten Schalter S21 an ein verringertes Offset-Potential VR- angeschlossen, das um einen Bruchteil einer Diodenspannung unterhalb des Offset-Potentials VR liegt.

[0066] Figur 8 zeigt ein weiteres Ausführungsbeispiel der erfindungsgemäßen Diagnoseschaltung. Diese Diagnoseschaltung weist einen Strom-Spannungs-Wandler 31 auf, der zwei Spannungen V311, V312 zur Verfügung stellt, von denen jeweils eine die positive Halbwelle des Messstromes I1 bzw. der Lampenspannung V10 und jeweils eine die negative Halbwelle des Messstromes I1 bzw. der Lampenspannung V10 repräsentiert. Dieser Strom-Spannungs-Wandler 31 ist bezugnehmend auf die zeitlichen Verläufe in den Figuren 9a bis 9c dazu ausgebildet, das erste Spannungssignal V311 so zu erzeugen, dass es während negativer Halbwellen des Messstromes I1 einen vorgegebenen Offset-Wert VR2 annimmt und dass es während positiver Halbwellen des Messstromes I1 unter diesen Offset-Wert VR2 absinkt, wobei der zeitliche Verlauf des ersten Spannungssignals V311 während der positiven Halbwelle linear abhängig ist von der mit dem Faktor -1 multiplizierten positiven Halbwelle des Messstromes I1.

[0067] Das zweite Spannungsmesssignal V312 wird durch den Strom-Spannungs-Wandler so erzeugt, dass das zweite Spannungssignal V312 während der positiven Halbwelle des Messstromes I1 den Offset-Wert VR2 annimmt und dass dieses Spannungssignal V312 während der negativen Halbwelle linear abhängig ist von einem um den Offset VR2 verschobenen Messstrom I2.

[0068] Ein schaltungstechnisches Realisierungsbeispiel eines Strom-Spannungs-Wandlers, der aus dem Messstrom I1 Messspannungen V311, V312 gemäß Figur 9b und 9c bereitstellt, ist in Figur 10 dargestellt. Dieser Strom-Spannungs-Wandler umfasst einen Inverter, der einen Widerstand R21, einen in Reihe zu dem Widerstand R21 geschalteten Transistor T21 sowie einem als Diode verschalteten Transistor T11 aufweist. Die erste Spannung V311 ist dabei an einem der Laststrecke des Transistors T21 und dem Widerstand R21 gemeinsamen Knoten gegen Bezugspotential GND abgreifbar. Die Transistoren T21 und T11 ist in dem Ausführungsbeispiel als npn-Bipolartransistor ausgebildet und zu einem Stromspiegel verschaltet, dessen Eingang durch den Messstrom I1 angesteuert ist. Während der positiven Halbwelle des Messstromes I1 wird der Transistor T21 mit zunehmendem Messstrom I1 besser leitend, wodurch die Messspannung V311 mit zunehmendem positiven Messstrom I1 abnimmt.

[0069] Der Strom-Spannungs-Wandler umfasst außerdem eine Reihenschaltung mit einem weiteren Widerstand R11 und einem weiteren Transistor T31. Der Messstrom I1 wird bei diesem Ausführungsbeispiel am Emitter des weiteren Transistors T31 eingekoppelt. Der weitere Transistor T31 ist permanent durch eine Ansteuerspannung vorgespannt, die zwischen dem 1-fachen und 2-fachen einer Einsatzspannung Vbe des weiteren Bipolartransistors T31 liegt. Hierdurch ist sichergestellt, dass dieser weitere Transistor T31 bei einer positiven Halbwelle des Messstromes I1 sperrt. Bei einer negativen Halbwelle des Messstromes I1 sinkt das Emitterpotential des weiteren Transistors T31 ab, wodurch dieser Transistor zu leiten beginnt. Durch die Vorspannung wird erreicht, dass das Emitterpotential des weiteren Transistors T31 nicht auf Werte unter das Bezugspotential GND absinken kann. Das zweite Messsignal V312 folgt während der negativen Halbwelle des Messstromes I1 im Wesentlichen dem Messstrom I1.

[0070] Es sei darauf hingewiesen, dass anstelle der in Figur 10 dargestellten Bipolartransistoren selbstverständlich auch MOS-Transistoren verwendet werden können.

[0071] Die Auswerteschaltung 32 umfasst bei dem Ausführungsbeispiel der Diagnoseschaltung gemäß Figur 8 einen ersten Spitzenwertgleichrichter mit einem ersten kapazitiven Speicherelement C12 und einem ersten Gleichrichterelement D12, die in Reihe zwischen ein positives Versorgungspotential Vcc und einen ersten Ausgang OUT311 des Strom-Spannungs-Wandlers geschaltet sind, an dem das erste Spannungssignal V311 anliegt. Entsprechend ist ein zweiter Spitzenwertgleichrichter mit einem zweiten kapazitiven Speicherelement C22 und einem zweiten Gleichrichterelement D22 vorhanden, die in Reihe zwischen das positive Versorgungspotential Vcc und einen zweiten Ausgang OUT312 des Strom-Spannungs-Wandlers 31 geschaltet sind, an dem das zweite Spannungssignal V312 abgreifbar ist.

[0072] Eine Bewertungseinheit 33 umfasst in dem Beispiel ein erstes zusätzliches kapazitives Speicherelement C32,

das mittels einer ersten Schalteranordnung S32A-S32D parallel zu dem ersten kapazitiven Speicherelement C12 schaltbar ist. Die Bewertungseinheit 33 weist außerdem ein zweites zusätzliches kapazitives Speicherelement C42 auf, das mittels einer zweiten Schalteranordnung S42A-S42D parallel zu dem zweiten kapazitiven Speicherelement C22 schaltbar ist. Die Schalteranordnungen S32A-S32D bzw. S42A-S42D sind jeweils so gestaltet, dass die zusätzlichen kapazitiven Speicherelemente C32, C42 und die Schalteranordnungen S32A-S32D bzw. S42A-S42D jeweils eine Brückenschaltung bilden, so dass die kapazitiven Speicherelemente C32, C42 wahlweise in einer ersten Polungsrichtung oder einer zweiten Polungsrichtung parallel zu den kapazitiven Speicherelementen C12, C22 geschaltet werden können. Eine Verpolung der weiteren kapazitiven Speicherelemente C32, C42 erfolgt dabei jeweils nach einer Halbwelle des Messstromes I1. Bezogen auf die erste Schalteranordnung bedeutet dies, dass während einer Halbwelle die Schalter S32A, S32B leiten, während die Schalter S32C, S32D sperren, und dass während einer nächsten Halbwelle die beiden Schalter S21A, S32B sperren während die beiden anderen Schalter S32C, S32D leiten. Entsprechend leiten von der zweiten Schalteranordnung die Schalter S42A, S42B gemeinsam während einer Halbwelle, wobei während der nächsten Halbwelle die Schalter S42C, S42D leiten und die beiden anderen Schalter S42A, S42B sperren.

[0073] Die Umschaltung der Schalter der beiden Schalteranordnungen S32A-S32D bzw. S42A-S42D erfolgt abhängig von Steuersignalen S22, S22' die durch Vergleich der Spannungsmesssignale V311, V312 mittels eines Komparators K22 erzeugt werden. Ein erstes Steuersignal KS22 entspricht dabei dem Ausgangssignal des Komparators, das zweite Steuersignal KS22' entspricht dem mittels eines Inverters INV11 invertierten Ausgangssignal des Komparators K22. Das erste Steuersignal KS22 nimmt in dem Ausführungsbeispiel während der positiven Halbwellen des Messstromes I1 bzw. während der positiven Halbwellen der Lampenspannung V10 einen High-Pegel an und während der negativen Halbwellen einen Low-Pegel an. Jeweils gegenüberliegende Schalter der Schalter-Brückenanordnungen S32A-S32D bzw. S42AS42D, also die Schalter S32A, S32B der ersten Schalteranordnung und S42A, S42B der zweiten Schalteranordnung sind beispielsweise durch das erste Steuersignal KS22 angesteuert, während die anderen sich gegenüberliegenden Schalter, also die Schalter S32C, S32D der ersten Schalteranordnung und S42C, S42D der zweiten Schalteranordnung durch das zweite Steuersignal KS22' angesteuert sind.

[0074] Die Funktionsweise der Auswerteschaltung 32 gemäß Figur 8 wird nachfolgend anhand der zeitlichen Verläufe in Figur 9 näher erläutert. Figur 9d zeigt den zeitlichen Verlauf eines Potentials V12 an einem gemeinsamen Knoten N12 des ersten kapazitiven Speicherelements C12 und des ersten Gleichrichterelements D12 des ersten Spitzengleichrichters. Während der positiven Halbwelle des Messstromes I1 wird dieses Potential V12 auf einen Wert gezogen, der dem Minimalwert des ersten Spannungssignals V311 bezogen auf Bezugspotential GND entspricht. Dieser Minimalwert des ersten Spannungssignals V311 während der positiven Halbwelle entspricht dem Offset-Wert VR2 abzüglich einem Amplitudenwert $\Delta V1$, der proportional ist zur positiven Amplitude des Messstromes I1. Der Offset-Wert VR2 entspricht in dem Beispiel der positiven Versorgungsspannung Vcc abzüglich einer Diodenspannung der ersten Diode D21. Eine zwischen das Versorgungspotential Vcc und den Strom-Spannungs-Wandler geschaltete weitere Diode bewirkt eine Kompensation des Spannungsabfalls über der Diode, so dass der Maximalwert der sich über der Parallelschaltung aus dem ersten kapazitiven Speicherelement C12 und dem ersten weiteren kapazitiven Speicherelement C32 einstellenden Spannung dem ersten Amplitudenwert $\Delta V1$ entspricht. Es gilt also am Ende der positiven Halbwelle:

$$V12 = Vcc - \Delta V1 \qquad (7)$$

[0075] Der Amplitudenwert $\Delta V1$ wird nachfolgend als positiver Amplitudenwert bezeichnet. V12 wird nachfolgend als erster Vergleichwert bezeichnet.

[0076] Zu Beginn der negativen Halbwelle des Messstromes I1 wird das zweite kapazitive Speicherelement C32 umgepolt, woraus eine teilweise Entladung des ersten kapazitiven Speicherelementes C12 resultiert, und das an dem ersten Knoten N1 anliegende Potential V12 ansteigt. Die nach dem Ladungsausgleich über der Parallelschaltung aus dem ersten kapazitiven Speicherelement C1 und dem zweiten weiteren kapazitiven Speicherelement C32 anliegende Spannung $\Delta V1'$, die nachfolgend als reduzierter positiver Amplitudenwert bezeichnet ist, ergibt sich aus dem positiven Amplitudenwert $\Delta V1$ während der positiven Halbwelle gemäß folgender Beziehung:

$$\Delta V1' = (C12 - C32)/(C12 + C32) \cdot \Delta V1 \qquad (8),$$

so dass für das Potential V12 am Ende der negativen Halbwelle gilt:

$$V12 = Vcc - \Delta V1' \qquad (9).$$

[0077] Der erste weitere Kondensator C32 ist dabei so gewählt, dass dessen Kapazität kleiner als die des ersten Kondensators C12 ist.

[0078] Während der negativen Halbwelle des Messstromes I1 stellt sich über der Parallelschaltung des zweiten Kondensators C22 und des zweiten weiteren Kondensators C42 eine Spitzenspannung $\Delta V2$ ein, die proportional ist zu der negativen Amplitude des Messstromes I1 und die nachfolgend als negativer Amplitudenwert bezeichnet ist. An einem dem zweiten Kondensator C22 und der zweiten Diode D22 gemeinsamen Knoten stellt sich während der negativen Halbwelle damit ein zweites Potential V22 ein, die dem Versorgungspotential Vcc abzüglich dieser zweiten Amplitude $\Delta V2$ entspricht, so dass am Ende der negativen Halbwelle gilt:

$$V22 = Vcc - \Delta V2 \qquad (10).$$

[0079] Der Amplitudenwert $\Delta V2$ wird nachfolgend als negativer Amplitudenwert bezeichnet. V22 wird nachfolgend als zweiter Vergleichswert bezeichnet.

[0080] Zu Beginn einer positiven Halbwelle erfolgt eine Verpolung des zweiten zusätzlichen kapazitiven Speicherelements C42, wodurch die über der Parallelschaltung aus dem zweiten Kondensator C22 und dem zusätzlichen Kondensator C42 anliegende Spannung auf einen Wert $\Delta V2'$ absinkt, für den am Ende der positiven Halbwelle gilt:

$$\Delta V2' = (C22 - C42)/(C22 + C42) \cdot \Delta V2. \qquad (11)$$

[0081] Dieser Wert $\Delta V2'$ wird nachfolgend als reduzierter negativer Amplitudenwert bezeichnet. Der

[0082] Für den zweiten Vergleichswert V22 gilt dann am Ende der positiven Halbwelle:

$$V22 = Vcc - \Delta V2' \qquad (12)$$

[0083] Der zweite weitere Kondensator C42 ist dabei so gewählt, dass dessen Kapazität kleiner als die des zweiten Kondensators C22 ist.

[0084] Zur Ermittlung eines Verschleißes wird der positive Amplitudenwert $\Delta V1$ mit dem reduzierten negativen Amplitudenwert $\Delta V2'$ und der negative Amplitudenwert $\Delta V2$ wird mit dem reduzierten positiven Amplitudenwert $\Delta V1'$ verglichen, wobei ein Verschleiß dann angenommen wird, wenn der reduzierte Wert $\Delta V1'$ bzw. $\Delta V2'$ jeweils größer ist als der Spitzenwert $\Delta V2$ bzw. $\Delta V1$.

[0085] Für diesen Vergleich werden das erste und zweite Vergleichssignal V12, V22 mittels eines Komparators K12 verglichen. Ein Ausgangssignal des Komparators wird dabei am Ende der positiven Halbwelle in einem ersten Flip-Flop FF12 gespeichert und am Ende der negativen Halbwelle invertiert in einem zweiten Flip-Flop FF22 gespeichert, wobei Ausgangssignale der Flip-Flops FF12, FF2 einem Oder-Gatter OR12 zugeführt sind, an dessen Ausgang das Verschleißsignal S30 anliegt.

[0086] Ist der erste Vergleichswert V12 am Ende der positiven Halbwelle größer als der zweite Vergleichswert V22, so folgt daraus, unter Berücksichtigung von (7) und (12) sowie (11):

$$\begin{aligned} &Vcc - \Delta V1 > Vcc - \Delta V2' \Rightarrow \\ &\Delta V1 < (C22 - C42)/(C22 + C42) \cdot \Delta V2 \Rightarrow \\ &\Delta V1 < k3 \cdot \Delta V2 \end{aligned} \qquad (13)$$

[0087] In diesem Fall liegt am Ende der positiven Halbwelle ein High-Pegel am Ausgang des Komparators K12 an, der in dem ersten Flip-Flop FF12 gespeichert wird und der zu einem High-Pegel des Verschleißsignals S30 führt.

[0088] Ist der zweite Vergleichswert V22 am Ende der negativen Halbwelle größer als der erste Vergleichswert V12,

so folgt daraus, unter Berücksichtigung von (9) und (10) sowie (8):

$$Vcc - \Delta V2 > Vcc - \Delta V1' \Rightarrow$$
$$\Delta V2 < (C12 - C32)/(C12 + C32) \cdot \Delta V1 \Rightarrow$$
$$\Delta V1 < k4 \cdot \Delta V2 \qquad (14)$$

[0089] In diesem Fall liegt am Ende der negativen Halbwelle ein Low-Pegel am Ausgang des Komparators K12 an, der invertiert und als High-Pegel in dem zweiten Flip-Flop FF22 gespeichert wird und der zu einem High-Pegel des Verschleißsignals S30 führt.

[0090] In beiden Fällen wird ein High-Pegel des Verschleißsignals also dann erzeugt, wenn die Amplitude $\Delta V1$ bzw. $\Delta V2$ während einer Halbwelle um einen Faktor k3, k4, der kleiner 1 ist, kleiner ist als die Amplitude während der jeweils anderen Halbwelle. Die Kapazitäten C12, C22, C32, C42, sind dabei vorzugsweise so gewählt, dass die Faktoren k3, k4 jeweils gleich sind.

[0091] Zusammenfassend wird auch bei diesem Ausführungsbeispiel während einer Halbwelle ein Kondensator mit einer Spannung aufgeladen, die proportional ist zur Maximalamplitude eines Spannungsmesssignals V311, V312 während dieser Halbwelle. Der Kondensator wird während der nachfolgenden Halbwelle teilweise entladen und der daraus resultierende Vergleichswert wird mit der Spitzenspannung, die sich während dieser Halbwelle an dem anderen Kondensator einstellt, verglichen, um hieraus ein Diagnosesignal zu generieren, dass auf einen möglichen Verschleiß der Lampe hinweist. In dem Ausführungsbeispiel gemäß Figur 8 nimmt dieses Diagnosesignal S30 einen High-Pegel an, wenn ein solcher Verschleiß detektiert wird, wenn also die erste Amplitude $\Delta V1$ des zu dem Messstrom proportionalen Signalanteils ersten Spannungsmesssignals V311 um mehr als einen vorgegebenen Faktor größer ist als die zweite Amplitude $\Delta V2$ oder, wenn diese zweite Amplitude $\Delta V2$ des zu dem Messstrom proportionalen Signalanteils des zweiten Spannungsmesssignals V312 um mehr als einen vorgegebenen Faktor größer ist als die erste Amplitude $\Delta V1$. Diese Faktoren sind dabei in der oben erläuterten Weise von dem Verhältnis der jeweils parallel geschalteten Kondensatoren C12, C32 bzw. C22, C42 abhängig.

[0092] Ein weiteres Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Diagnoseschaltung ist in Figur 11 dargestellt. Diese Diagnoseschaltung umfasst mehrere Strom-Spannungs-Wandlereinheiten, die jeweils positive Ausgangsspannungen V43, V53, V83, V93 bereitstellen, die entweder proportional sind zum Momentanwert des Eingangsstromes I1 während einer Halbwelle oder die proportional sind zum Maximalwert der Amplitude des Eingangsstromes I1 während einer Halbwelle.

[0093] Der Messstrom I1 ist bei dieser Diagnoseschaltung unmittelbar einem invertierenden Eingangs-Wandler zugeführt, der einen Operationsverstärker OP13 und einen zwischen den Minus-Eingang und den Ausgang des Operationsverstärkers OP13 geschalteten Widerstand R13 aufweist. Am Ausgang dieses Operationsverstärkers OP13 liegt gegen Bezugspotential GND eine Spannung V13 an, deren zeitlicher Verlauf in Figur 12 im Vergleich zum zeitlichen Verlauf des Eingangsstromes I1 dargestellt ist. Diese Spannung V13 ist während positiver Halbwellen des Eingangsstromes I1 Null und nimmt während negativer Halbwellen des Eingangsstromes I1 einen positiven Wert an, wobei der Signalwert proportional ist zu dem mit -1 multiplizierten Signalwert des Eingangsstromes I1 während der negativen Halbwelle. Dieser Eingangswandler OP13, R13 erfüllt somit die Funktion eines invertierenden Einweggleichrichters.

[0094] Das Ausgangssignal dieses Eingangswandlers ist einer Momentanwert-Ausgangsstufe OP43 zugeführt, die einen Operationsverstärker umfasst, dessen Plus-Eingang die Spannung V13 zugeführt ist, und an dessen Ausgang ein Momentanwertsignal V43 zur Verfügung steht, das während positiver Halbwellen des Eingangsstromes I1 Null ist, und das während negativer Halbwellen dieses Eingangsstromes I1 positive Werte aufweist, die proportional sind, zu dem mit -1 multiplizierten Eingangsstrom I1 während der negativen Halbwellen.

[0095] Außerdem ist eine zweite Momentanwert-Ausgangsstufe OP53 vorhanden, die einen Operationsverstärker OP53 umfasst, dessen Plus-Eingang der Eingangsstrom I1 zugeführt ist und dessen Minus-Eingang an dessen Ausgang gekoppelt ist. Am Ausgang dieser zweiten Momentanwert-Ausgangsstufe OP53 steht eine zweite Momentanwertspannung V53 zur Verfügung, die während der negativen Halbwelle des Eingangsstromes I1 Null ist, und die während der positiven Halbwelle proportional zu dem Eingangsstrom I1 ist.

[0096] Die Diagnoseschaltung 32 umfasst außerdem erste und zweite Spitzenwertgleichrichter 34, 35, wobei dem ersten Spitzenwertgleichrichter 34 der Eingangsstrom I1 unmittelbar zugeführt ist, und wobei dem zweiten Spitzenwertgleichrichter das Ausgangssignal V13 des Eingangsgleichrichters OP13, R13 zugeführt ist. Die beiden Spitzenwertgleichrichter 34, 35 umfassen jeweils einen Eingangsverstärker OP63, OP73, denen das jeweilige Eingangssignal I1 bzw. V13 an ihrem Plus-Eingang zugeführt ist, und deren Ausgängen jeweils eine Diode D63, D73 nachgeschaltet ist. Der Kathodenanschluss der Diode D63, D73 ist dabei auf den Minus-Eingang des Operationsverstärkers OP63, OP73 zurückgeführt. Der Operationsverstärker OP63, OP73 mit nachgeschalteter Diode D63, D73 bewirkt eine Spitzenwert-

gleichrichtung, wodurch am Kathodenanschluss der Diode D63 des ersten Gleichrichters 34 jeweils zum Ende der positiven Halbwelle ein Wert anliegt, der proportional ist zum Maximalwert des Messstromes I1 während der positiven Halbwelle. Am Kathodenanschluss der Diode D73 des zweiten Gleichrichters 35 liegt am Ende der negativen Halbwelle eine positive Spannung an, die proportional ist zur Amplitude des Messstromes I1 während der negativen Halbwelle.

[0097] Den Dioden D63, D73 ist in den beiden Spitzenwertgleichrichtereinheiten 34, 35 über einen Widerstand R83, R93 jeweils ein Kondensator C83, C93 nachgeschaltet, der als Halteglied dient. Eine über diesen Kondensatoren C83, C93 anliegende Spannung wird mittels eines Ausgangsverstärkers OP83, OP93 verstärkt, um ein positives Spitzenwertsignal V83 und ein negatives Spitzenwertsignal V93 zur Verfügung zu stellen. Das positive Spitzenwertsignal V83 ist dabei proportional zum positiven Spitzenwert des Eingangsstromes I1 während der positiven Halbwelle und das negative Spitzenwertsignal ist proportional zur negativen Amplitude des Messstromes I1 während der negativen Halbwelle. Das positive Spitzenwertsignal V83, das während der positiven Halbwelle ermittelt wird, wird bezugnehmend auf Figur 12 während der negativen Halbwelle gehalten, während das negative Spitzenwertsignal V93, das während der negativen Halbwelle ermittelt wird, während der positiven Halbwelle gehalten wird.

[0098] Parallel zu den Kondensatoren C83, C93 sind Schalter geschaltet, wobei der Schalter S83, der parallel zu dem Kondensator C83 liegt, zu Beginn einer positiven Halbwelle für kurze Zeit geschlossen wird, um den Kondensator C83 vor einem nächsten Ladevorgang zu entladen. Ein Schalter S93, der parallel zu dem Kondensator C93 liegt, wird jeweils zu Beginn einer negativen Halbwelle für kurze Zeit geschlossen, um den Kondensator C93 vor einem nächsten Ladevorgang aufzuladen.

[0099] Ansteuersignale für diese beiden Schalter S83, S93 können beispielsweise durch Vergleich der Momentanwertsignale V43 und V53 mittels eines nicht dargestellten Komparators abgeleitet werden, um ein Rechtecksignal mit einer steigenden Flanke zu Beginn einer negativen Halbwelle und einer fallenden Flanke zu Beginn einer positiven Halbwelle zu erzeugen. Dieses Komparatorsignal kann einem ersten Verzögerungsglied (nicht dargestellt) zugeführt werden, das nach einer steigenden Flanke des Komparatorsignals den Schalter S93 für eine vorgegebene Zeitdauer schließt, und nach einer fallenden Flanke des Komparatorsignals den Schalter S83 für eine vorgegebene Zeitdauer schließt.

[0100] Nicht dargestellt sind in Figur 11 weitere Bewertungseinheiten, die die Momentanwert-Ausgangssignale V43, V53 oder die Spitzenwertausgangssignale V83, V93 weiterverarbeiten. Diese weitere Verarbeitung kann in hinlänglich bekannter Weise erfolgen. Um beispielsweise zu ermitteln, ob die positive Amplitude des Eingangsstromes I1 erheblich von der negativen Amplitude des Messstromes I1 abweicht, könnte in einfacher Weise die Differenz der Spitzenwertausgangssignale V83, V93 ermittelt werden, um dann, wenn diese Differenz einen vorgegebenen Wert übersteigt, ein Fehlersignal zu erzeugen und eine weitere Ansteuerung der Lampe zu unterbinden.

[0101] Die Diagnoseschaltung umfasst außerdem einen Lampendetektor, der einen Schalter S33 umfasst, der zwischen den Eingang IN und Bezugspotential GND geschaltet ist. Dieser Schalter S33 ist in nicht näher dargestellter Weise beispielsweise an einer Lampenfassung, in welche die Lampe 10 eingesetzt ist, angebracht und geschlossen, wenn keine Lampe in die Fassung eingesetzt ist. In diesem Fall liegt der Messeingang IN auf Bezugspotential GND, was durch einen Vergleicher OP33, der das Potential an dem Messeingang mit einem weiteren Referenzpotential REF33 vergleicht, erkannt wird, um eine Ansteuerung der Halbbrückenschaltung Q1, Q2 bzw. der (nicht vorhandenen) Lampe zu verhindern.

[0102] Außerdem besteht die Möglichkeit, die Information über die positiven und negativen Amplituden des Messstromes I1, die proportional zu den positiven und negativen Amplituden der Lampenspannung 10 sind, in der Steuerschaltung 21 der Halbbrückenschaltung Q1, Q2 dazu zu verwenden, die Ansteuerfrequenz zu variieren, um insbesondere die Vorwärmphase und den Zündvorgang der Lampe zu optimieren. Ein solches Vorgehen ist grundsätzlich in der am selben Tag eingereichten deutschen Patentanmeldung mit dem Titel "Verfahren zur Ansteuerung einer eine Leuchtstofflampe aufweisenden Last zur Optimierung des Zündvorgangs", Erfinder: Michael Herfurth, Martin Feldtkeller, Antoine Fery, beschrieben.

[0103] Die Figuren 13 und 14 zeigen ein weiteres Ausführungsbeispiel einer Ansteuerschaltung bzw. eines Lampenvorschaltgerätes für eine Leuchtstofflampe. Das Widerstandselement R1 ist hierbei Teil eines Gleichstrompfades, an den eine Detektorschaltung 40 zur Detektion eines den Gleichstrompfad durchfließenden Stromes gekoppelt ist. Der Gleichstrompfad verläuft in dem Ausführungsbeispiel von der Anschlussklemme K1 für die Halbbrückenschaltung Q1., Q2, an der ein Versorgungspotential für die Halbbrückenschaltung anliegt, über ein weiteres Widerstandselement R2, die Resonanzinduktivität L1, die erste Lampenwendel bzw. Lampenelektrode 11 und das Widerstandselement R1 zu einer Klemme für ein Bezugspotential Vcc, wobei dieses Bezugspotential Vcc beispielsweise ein Versorgungspotential der Komponenten der Detektorschaltung 40 und der die Halbbrückenschaltung Q1, Q2 ansteuernden Steuerschaltung 21 ist. Dieser Gleichstrompfad, der über die erste Lampenwendel 11 der Leuchtstofflampe 10 verläuft ist nur bei eingesetzter Leuchtstofflampe 10 und bei intakter, d.h. elektrisch leitender, erster Lampenwendel 11 geschlossen.

[0104] Die Detektorschaltung 40 weist einen in den Gleichstrompfad geschalteten Stromdetektor 44 auf, der an eine Auswerteschaltung 45 gekoppelt ist, die ein erstes Detektorsignal S45 erzeugt, das der Steuerschaltung 21 zugeführt ist.

[0105] In den Gleichstrompfad ist in der Detektorschaltung 40 vorzugsweise eine erste Diode D41 geschaltet, die

einen Strom nur in der in Figur 13 für den Strom I1 eingezeichneten Richtung zulässt. Um die Spannung bei einem entgegen dieser Richtung fließenden Strom in der Detektorschaltung 40 zu begrenzen ist eine zweite Diode D42 vorhanden, die zwischen Bezugspotential GND und den dem Widerstandselement R1 und der ersten Diode D41 gemeinsamen Knoten geschaltet ist.

[0106] Der Gleichstrompfad in Verbindung mit der Detektorschaltung 40 dient dazu, zu erkennen, ob eine Leuchtstofflampe 10 vorhanden ist und ob die Lampe intakt ist. Eine Ansteuerung der Halbbrückenschaltung Q1, Q2 durch die Steuerschaltung 21 unterbleibt bei dieser Ansteuerschaltung, wenn die Steuerschaltung über das erste Detektorsignal S45 die Information erhält, dass der über den Gleichstrompfad fließende Gleichstrom unterhalb einer vorgegebenen Schwelle liegt, was auf eine nicht eingesetzte oder nicht intakte Leuchtstofflampe 10 hinweist. Die Vergleichsschwelle für den detektierten Strom wird in dem Beispiel durch einen Schwellendetektor 45, an den der Stromdetektor 44 gekoppelt ist, erzeugt.

[0107] Die Widerstandselemente R1, R2 des Gleichstrompfades sind beispielsweise so gewählt, dass der den Gleichstrompfad bei eingesetzter und intakter Leuchtstofflampe 10 durchfließende Gleichstrom in etwa zwischen 20μA und 200μA beträgt.

[0108] Die Detektorschaltung 40 ist insbesondere in Verbindung mit der bereits erläuterten Diagnoseschaltung 30 einsetzbar, wie dies in Figur 13 dargestellt ist. In diesem Fall ist ein Schalter S13 zwischen das Widerstandselement R1 und die übrigen Komponenten, d.h. den Strom-Spannungs-Wandler 31 und die Auswerteschaltung 32 der Diagnoseschaltung 30 geschaltet, der auch in Figur 11 dargestellt ist. Dieser Schalter S13 ist ebenfalls durch die Steuerschaltung 21 angesteuert. In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, dass die Steuerschaltung 21 für die Halbbrückenschaltung Q1, Q2 die Diagnoseschaltung 30 und die Detektorschaltung 40 vorzugsweise eine gemeinsame integrierte Steuerschaltung für das Lampenvorschaltgerät bilden, die in einem gemeinsamen Halbleiterchip integriert sind.

[0109] Die Funktionsweise der Anordnung gemäß Figur 13 wird nachfolgend erläutert:

[0110] Bei Einschalten des Vorschaltgeräts, wenn eine Gleichspannung Vb an die Eingangsklemmen K1, K2 angelegt wird, erfolgt zunächst keine Ansteuerung der Halbbrückenschaltung Q1, Q2, und der Schalter S13 ist angesteuert durch die Steuerschaltung 21 geöffnet. Sobald durch die Detektorschaltung 40 ein den Gleichstrompfad durchfließender oberhalb der vorgegebenen Schwelle liegender Gleichstrom detektiert wird, beginnt die Ansteuerung der Halbbrückenschaltung Q1, Q2 durch die Steuerschaltung 21, wobei nach Beginn oder zusammen mit Beginn dieser Ansteuerung der Schalter S13 geschlossen wird, um nachfolgend über die Diagnoseschaltung 30 eine Diagnose eines möglichen Verschleißes der Leuchtstofflampe durchzuführen.

[0111] Wird durch die Auswerteschaltung 32 der Diagnoseschaltung 30 ein Verschleiß der Leuchtstofflampe 10 detektiert, was der Steuerschaltung 21 über das Diagnosesignal S30 mitgeteilt wird, wird die Ansteuerung der Halbbrücke Q1, Q2 unterbrochen, um eine Spannungsversorgung der Leuchtstofflampe zu unterbrechen. Außerdem wird der Schalter S13 durch die Steuerschaltung 21 wieder geöffnet und der den Gleichstrompfad durchfließende Strom wird von der Detektorschaltung 40 wieder ausgewertet.

[0112] Nach einer Unterbrechung der Ansteuerung der Halbbrücke wegen Verschleißes wird über das erste Detektorsignal S45 durch die Steuerschaltung 21 detektiert, ob der den Gleichstrompfad durchfließende Strom nach einer Verzögerungszeit von Null auf einen positiven Wert ansteigt. Das Ansteigen dieses Gleichstromes von Null auf einen positiven, oberhalb einer vorgegebenen Schwelle liegenden Wertes nach Ablauf einer Verzögerungszeit nach einem verschleißbedingten Abschalten der Halbbrücke deutet auf einen Wechsel der Leuchtstofflampe durch einen Anwender hin, wobei die Steuerschaltung nach Detektion eines solchen Lampenwechsels die Halbbrücke Q1, Q2 wieder ansteuert.

[0113] Auf den Schalter S13 kann bei der in Figur 14 dargestellten Ausführungsform verzichtet werden, bei der die Detektorschaltung 40 ohne die eine Verschleißdetektion vornehmenden Komponenten 31, 32 der Diagnoseschaltung 30 eingesetzt ist.

[0114] Optional sind in der Detektorschaltung 40 eine Referenzspannungsquelle REF41, ein in Reihe zu der Referenzspannungsquelle REF41 geschalteter Widerstand R41 sowie eine weitere Diode D43 vorhanden, wobei die Reihenschaltung mit der Referenzspannungsquelle REF41, dem Schalter SW41, dem Widerstand R41 und der Diode D43 zwischen Bezugspotential GND und das Widerstandselement R1 geschaltet sind. An den dem Widerstand R41 und der Diode D43 gemeinsamen Knoten ist ein zweiter Schwellenwertdetektor 46 angeschlossen, der ein zweites Detektorsignal S46 an die Steuerschaltung 21 liefert. Der Schalter SW41 ist in nicht näher dargestellter Weise ebenfalls durch die Steuerschaltung 21 angesteuert und vor dem Start der Halbbrücke Q1, Q2, wenn der Schalter S13 geöffnet ist, geschlossen. Der der Diode D43 und dem Widerstand R1 gemeinsame Knoten liegt dann auf einem Potential, das wenigstens dem Referenzpotential REF41 entspricht.

[0115] Dieser der Diode D43 und dem Widerstand R1 gemeinsame Knoten stellt eine Schnittstelle zwischen der integrierten Steuerschaltung mit den Komponenten 21, 30, 40 zur "Außenwelt" dar. Wird dieser Knoten von Hersteller des Vorschaltgerätes an ein Bezugspotential GND angeschlossen, was allerdings nur dann erfolgen dar, wenn der Hersteller die Widerstandselemente R1, R2 in der Schaltung nicht bestückt, so kann der Steuerschaltung 21 auf diese Weise mitgeteilt werden, dass die Widerstandselemente R1, R2 nicht bestückt sind und dass die Diagnoseschaltung insgesamt nicht verwendet werden soll. Diese Information wird der Steuerschaltung 21 über das zweite Detektorsignal

S46 von dem zweiten Schwellendetektor 46 mitgeteilt, der das Potential an dem dem Widerstand R41 und der Diode D43 gemeinsamen Knoten auswertet.

[0116] Der Betrieb der Halbbrücke wird von der Steuerschaltung 21 auch bei nicht verwendeter Diagnoseschaltung freigegeben, der Schalter S13 wird dabei nicht geschlossen.

[0117] Die erläuterte Option ist sinnvoll bei integrierten Steuerschaltungen, die wahlweise für eine oder mehrere Lampen verwendet werden können und die eine entsprechende Anzahl Diagnoseschaltungen aufweisen, um die nicht benötigten Diagnoseschaltungen stillzulegen.

Bezugszeichenliste

[0118]

C1	Resonanzkondensator
C12, C22	kapazitive Speicherelemente,
C2	Abblock-Kondensator
C3	Snubber-Kondensator
C31, C41	kapazitive Speicherelemente, Kondensatoren
C32, C42	kapazitive Speicherelemente, Kondensatoren
C4, C5	kapazitiver Spannungsteiler
C83, C93	Kondensatoren
D11, D21	Dioden
D23, D33	Dioden
D41-D43	Dioden
D63, D73	Dioden
FF1, FF21	D-Flip-Flop
FF12, FF22	D-Flip-Flops
GND	Bezugspotential
I1	Messstrom
INV1	Inverter
INV12	Inverter
K1, K2	Eingangsklemmen
K11, K21	Komparatoren
K12	Komparator
K22	Komparator
K31	Komparator
KS11, KS21	Komparatorsignale
KS12	Komparatorausgangssignal
KS22	Komparatorausgangssignal
KS22’	invertiertes Komparatorausgangssignal
KS31	Komparatorsignal
KS31’	invertiertes Komparatorsignal
L1	Resonanzinduktivität
Lh1, Lh2	Hilfsinduktivitäten
OP13	Operationsverstärker
OP23, OP33	Vergleicher
OP43-OP93	Operationsverstärker
OR11	ODER-Gatter
OR12	ODER-Gatter
OUT311, OUT312	Ausgänge des Strom-Spannungs-Wandlers
Q1, Q2	Halbleiterschaltelemente, Schaltelemente
R1	Widerstandelement
R11, R21	Widerstände
R33	Widerstand
R41	Widerstand
R83, R93	Widerstände
REF13-REF33	Referenzspannungsquellen
REF41	Referenzspannungsquelle
S1, S2	Ansteuersignale

S11, S21, S31, S41	Schalter
S13	Schalter
S30	Diagnosesignal
S32A-S32D	Schalter
S33	Schalter
S42A-S42D	Schalter
S83, S93	Schalter
SW41	Schalter
T11	als Diode verschalteter Transistor
T21, T31	Transistoren
V11, V21	Spitzenwertsignale
V10	Lampenspannung
V2	Versorgungsspannung
V3, V4	Vergleichssignale
V31	Spannungssignal
V311, V312	Spannungssignale
Vb	Gleichspannung, Eingangsspannung
VR	Offset-Potential
VR+, VR-	Offset-Potentiale
10	Lampe
11, 12	Lampenelektroden
30	Diagnoseschaltung
31	Stromspannungswandler
32	Auswerteschaltung
40	Detektorschaltung
44	Stromdetektor
45, 46	Schwellenwertdetektoren

Patentansprüche

1. Ansteuerschaltung für wenigstens eine Leuchtstofflampe (10), die folgende Merkmale aufweist:

- eine Halbrückenschaltung (Q1, Q2) zur Bereitstellung einer Versorgungsspannung (V2),
- einen an die Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) gekoppelten Resonanzschwingkreis (L1, C1), an den die wenigstens eine Leuchtstofflampe (10) anschließbar ist,
- eine Diagnoseschaltung (30) mit einem an den Resonanzschwingkreis (L1, C1) gekoppelten Widerstandselement (R1), wenigstens einem an das Widerstandselement (R1) angeschlossenen Strom-Spannungswandler (31), der wenigstens eine Messspannung (V31; V311, V312) aus einem das Widerstandselement durchfließenden Strom (I1) bereitstellt, und eine an den Strom-Spannungswandler (31) angeschlossene Auswerteschaltung (32), der die wenigstens eine Messspannung (V31; V311, V312) zugeführt ist.

2. Ansteuerschaltung nach Anspruch 1, bei der der Strom-Spannungswandler (31) eine erste Messspannung (V311) bereitstellt, die eine Spannung über der wenigstens einen Leuchtstofflampe (10) während einer ersten Halbwelle repräsentiert, und eine zweite Messspannung (V312) bereitstellt, die eine Spannung über der Leuchtstofflampe (10) während einer zweiten Halbwelle repräsentiert.

3. Ansteuerschaltung nach Anspruch 2, bei der die Auswerteschaltung (32) folgende Merkmale aufweist:

- eine erste Spitzenwerterfassungseinheit (D12, C12), der die erste Messspannung (V311) zugeführt ist und die ein erstes Spitzenwertsignal (ΔV1) bereitstellt,
- eine zweite Spitzenwerterfassungseinheit (D21, C31; D22, C22), der die zweite Messspannung (V312) zugeführt ist und die ein zweites Spitzenwertsignal (ΔV2) bereitstellt,
- eine Bewertungseinheit (32), die ein Diagnosesignal (S30) abhängig von einem Vergleich der ersten und zweiten Spitzenwertsignale (ΔV1, ΔV2) erzeugt.

4. Ansteuerschaltung nach Anspruch 3, bei dem das Diagnosesignal (S30) einen auf einen Verschleiß hinweisenden Pegel annimmt, wenn eines der Spitzenwertsignale (ΔV1, ΔV2) um mehr als einen vorgegebenen Faktor, der kleiner

als Eins ist, kleiner ist als das jeweils andere Spitzenwertsignal ($\Delta V1$, $\Delta V2$) .

5. Ansteuerschaltung nach Anspruch 1, bei der die Auswerteschaltung (32) folgende Merkmale aufweist:

- eine erste Spitzenwerterfassungseinheit (D11, C11), der die wenigstens eine Messspannung (V31) zugeführt ist und die ein erstes Spitzenwertsignal ($\Delta V+$) bereitstellt,
- eine zweite Spitzenwerterfassungseinheit (D21, C21), der die wenigstens eine Messspannung (V31) zugeführt ist und die ein zweites Spitzenwertsignal (V-) bereitstellt,
- eine Bewertungseinheit (32), die ein Diagnosesignal (S30) abhängig von einem Vergleich der ersten und zweiten Spitzenwertsignale ($\Delta V+$, $\Delta V-$) erzeugt.

6. Ansteuerschaltung nach einem der vorangehenden Ansprüche, bei der die erste Spitzenwerterfassungseinheit (D11, C11; D12, C12) eine Reihenschaltung mit einer ersten Gleichrichteranordnung (D11; D12) und einem ersten kapazitiven Speicherelement (C11; C12) aufweist und bei der die zweite Spitzenwerterfassungseinheit eine Reihenschaltung mit einer zweiten Gleichrichteranordnung (D12; D22) und einem zweiten kapazitiven Speicherelement (C12; C22) aufweist.

7. Ansteuerschaltung nach einem der vorangehenden Ansprüche, bei der die Bewertungseinheit (33) dazu ausgebildet ist, wechselweise, eines der beiden Spitzenwertsignale ($\Delta V1$, $\Delta V2$; $\Delta V+$, $\Delta V-$) mit einem Vergleichssignal ($\Delta V2'$, $\Delta V1'$; $\Delta V-'$, $\Delta V+'$) zu vergleichen, das dem jeweils anderen der beiden Spitzenwertsignale (($\Delta V1$, $\Delta V2$; $\Delta V+$, $\Delta V-$) multipliziert mit einem vorgegebenen Faktor, der kleiner als 1 ist, entspricht.

8. Ansteuerschaltung nach einem der vorangehenden Ansprüche bei dem die Bewertungseinheit (33) eine erste Schalteinheit (S31; S32A-S32D) und ein drittes kapazitives Speicherelement (C31; C32) aufweist, wobei die erste Schalteinheit (S31; S32A-S32D) dazu ausgebildet ist, das dritte kapazitive Speicherelement (C31; C32) parallel zu dem ersten kapazitiven Speicherelement (C11; C21) zu schalten, um an der Parallelschaltung ein Vergleichssignal ($\Delta V+'$; $\Delta V1'$) bereitzustellen, und bei dem die Bewertungseinheit eine zweite Schalteinheit (S41; S42A-S42D) und ein viertes kapazitives Speicherelement (C41; C42) aufweist, wobei die zweite Schalteinheit (S41; S42A-S42D) dazu ausgebildet ist, das vierte kapazitive Speicherelement (C41; C42) parallel zu dem zweiten kapazitiven Speicherelement (C12; C22) zu schalten, um an der Parallelschaltung ein zweites Vergleichssignal ($\Delta V-'$; $\Delta V2'$) bereitzustellen.

9. Ansteuerschaltung nach Anspruch 1, bei der ein Strom-Spannungswandler vorhanden ist, der folgende Merkmale aufweist:

- einen invertierenden Eingangsverstärker (OP13) mit einem invertierenden und einem nicht-invertierenden Eingang sowie einem Ausgang, dessen invertierender Eingang an das Widerstandselement (R1) anschließbar ist und dessen invertierender Eingang an den Ausgang gekoppelt ist,
- einen ersten Spitzenwertgleichrichter (34), der an den Ausgang des Eingangsverstärkers (OP13) gekoppelt ist und der ein erstes Spitzenwertsignal (V93) aus einem Ausgangssignal (V13) des Eingangsverstärkers (OP13) erzeugt,
- einen zweiten Spitzenwertgleichrichter (34), der an den invertierenden Eingang des Eingangsverstärkers (OP13) gekoppelt ist und der ein zweites Spitzenwertsignal (V83) aus einem am invertierenden Eingang des Eingangsverstärkers (OP13) anliegenden Signal erzeugt.

10. Ansteuerschaltung nach Anspruch 1, bei der ein Strom-Spannungswandler vorhanden ist, der folgende Merkmale aufweist:

- einen invertierenden Eingangsverstärker (OP13) mit einem invertierenden und einem nicht-invertierenden Eingang sowie einem Ausgang, dessen invertierender Eingang an das Widerstandselement (R1) anschließbar ist und dessen invertierender Eingang an den Ausgang gekoppelt ist,
- einen ersten Momentanwertverstärker (OP43), der an den Ausgang des Eingangsverstärkers (OP13) gekoppelt ist und der ein erstes Momentanwertsignal (V43) aus einem Ausgangssignal (V13) des Eingangsverstärkers (OP13) erzeugt,
- einen zweiten Momentanwertverstärker (OP53), der an den invertierenden Eingang des Eingangsverstärkers (OP13) gekoppelt ist und der ein zweites Momentanwertsignal (V53) aus einem am invertierenden Eingang des Eingangsverstärkers (OP13) anliegenden Signal erzeugt.

11. Ansteuerschaltung nach einem der vorangehenden Ansprüche, die einen das Widerstandselement (R1) enthaltenden Gleichstrompfad aufweist, der durch eine intakte Lampenwendel (11) der Leuchtstofflampe (10) schließbar ist, und an den eine Detektorschaltung (40) zur Detektion eines den Gleichstrompfad durchfließenden Gleichstromes angeschlossen ist.

12. Ansteuerschaltung nach Anspruch 11, die eine Steuerschaltung (21) für die Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) aufweist, wobei die Detektorschaltung (40) ein von der Detektion eines Gleichstromes abhängiges Detektorsignal (S45) bereitstellt, das der Steuerschaltung (21) zugeführt ist.

13. Ansteuerschaltung nach Anspruch 12, bei der die Steuerschaltung (21) dazu ausgebildet ist, eine Ansteuerung der Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) zu verhindern, wenn anhand des Detektorsignals (S42) erkannt wird, dass ein den Gleichstrompfad durchfließender Gleichstrom unterhalb einer vorgegebenen Stromschwelle liegt.

14. Ansteuerschaltung nach einem der Ansprüche 11 bis 13, bei der der Gleichstrompfad ein weiteres Widerstandselement (R2) umfasst, das in Reihe zu Anschlüssen für die Lampenwendel (11) geschaltet ist.

15. Ansteuerschaltung nach Anspruch 14, bei der der Gleichstrompfad zwischen einem Anschluss (K1) für Versorgungspotential der Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) und einem Bezugspotential (Vcc) liegt.

16. Ansteuerschaltung nach Anspruch 15, bei der das Bezugspotential (Vcc) ein Versorgungspotential der Steuerschaltung (21) und/oder der Detektorschaltung (40) ist.

17. Ansteuerschaltung nach einem der Ansprüche 11 bis 16, bei der die Detektorschaltung (40) einen in den Gleichstrompfad geschalteten Stromdetektor (44) aufweist, der an eine Auswerteschaltung (45, 47) gekoppelt ist.

18. Ansteuerschaltung nach Anspruch 17, bei der ein Schalter (S13) zwischen das Widerstandselement (R1) und den Strom-Spannungs-Wandler (31) geschaltet ist.

19. Ansteuerschaltung nach Anspruch 18, die dazu ausgebildet ist,

- den Schalter (S13) nach Anlegen einer Versorgungsspannung (Vb) an die Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) zu öffnen,
- die Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) erst nach Detektion eines den Gleichstrompfad durchfließenden, oberhalb eines vorgegeben Schwellenwertes liegenden Gleichstromes über die Steuerschaltung (21) anzusteuern, und
- den Schalter (S13) zu schließen, wenn eine Ansteuerung der Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) erfolgt.

20. Ansteuerschaltung nach einem der Ansprüche 11 bis 19, die dazu ausgebildet ist,

- eine Ansteuerung der Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) zu unterbrechen, wenn das Diagnosesignal (S30) auf einen Verschleiß der Leuchtstofflampe hinweist,
- die Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) erst dann wieder anzusteuern, wenn nach einer Verzögerungszeit der Gleichstrom durch den Gleichstrompfad unter einen vorgegebenen ersten Schwellenwert absinkt und danach auf einen Wert oberhalb eines vorgegebenen zweiten Schwellenwertes ansteigt.

21. Verfahren zur Diagnose wenigstens einer Leuchtstofflampe (10), die Anschlüsse zum Anlegen einer periodischen Betriebsspannung (V10) aufweist, wobei das Verfahren folgende Verfahrensschritte umfasst:

- Erzeugen wenigstens eines von der Betriebsspannung abhängigen periodischen unipolaren Signals (V31),
- Ermitteln eines ersten und zweiten Spitzenwertes (ΔV+, ΔV-; ΔV1, ΔV2) des periodischen Signals,
- Vergleichen der Spitzenwerte (ΔV+, ΔV-; ΔV1, ΔV2) oder Vergleichen jeweils eines Spitzenwertes (ΔV+, ΔV-; ΔV1, ΔV2) mit einem von dem jeweils anderen Spitzenwert abgeleiteten Wert (ΔV-', ΔV+'; ΔV2', ΔV1'), um abhängig von dem Vergleichsergebnis ein Verschleißsignal (S30) zur Verfügung zu stellen.

22. Verfahren nach Anspruch 21, das folgende Verfahrensschritte umfasst:

a) Bereitstellen eines ersten kapazitiven Speicherelements (C11; C12), eines zweiten kapazitiven Speicherelements (C21; C22), und wenigstens eines ersten weiteren kapazitiven Speicherelements (C31; C32),
b) Aufladen des ersten kapazitiven Speicherelements (C11; C12) während einer ersten Halbwelle des periodi-

schen Signals (V31) bis auf einen ersten Spitzenwert (ΔV+; ΔV1), der abhängig ist vom Spitzenwert der Amplitude des periodischen Signals während der ersten Halbwelle,
c) Parallelschalten des ersten weiteren kapazitiven Speicherelements (C31; C41) zu dem ersten kapazitiven Speicherelement (C11; C12) zur teilweisen Entladung des ersten kapazitiven Speicherelements (C11; C12) auf einen reduzierten Spannungswert (ΔV+'; ΔV1'),
d) Aufladen des zweiten kapazitiven Speicherelements (C21; C22) während einer zweiten Halbwelle des periodischen Signals (V31) bis auf einen zweiten Spitzenwert (ΔV-; ΔV2), der abhängig ist vom Spitzenwert der Amplitude des periodischen Signals (V31) während der zweiten Halbwelle,
e) Vergleichen der Spannung (ΔV+'; ΔV1') über dem ersten weiteren kapazitiven Speicherelement (C31; C32) mit der Spannung (ΔV-; ΔV2) über dem zweiten kapazitiven Speicherelement (C12; C22), um ein Verschleißsignal (S30) zur Verfügung zu stellen.

23. Verfahren nach Anspruch 22, das folgende weitere Verfahrensschritte umfasst:

f) Bereitstellen eines zweiten weiteren kapazitiven Speicherelements (C41; C42),
g) Parallelschalten des zweiten weiteren kapazitiven Speicherelements (C41; C42) zu dem zweiten kapazitiven Speicherelement (C21; C22) zur teilweisen Entladung des zweiten kapazitiven Speicherelements (C21; C22) auf einen reduzierten Spannungswert (ΔV-'; ΔV2'),
h) Wiederholen des Verfahrensschrittes b) und Vergleichen der Spannung (ΔV-'; ΔV2') über dem zweiten weiteren kapazitiven Speicherelement (C21; C22) mit dem ersten Spitzenwert (ΔV+; ΔV1), um das Verschleißsignal zur Verfügung zu stellen.

24. Verfahren nach Anspruch 22, bei dem das Verschleißsignal (S30) einen auf einen Verschleiß der Leuchtstofflampe hinweisenden Wert annimmt, wenn der in Schritt c) ermittelte reduzierte Spannungswert (△V+'; ΔV1') größer ist als der zweite Spitzenwert (ΔV-; ΔV2).

25. Verfahren nach Anspruch 22 oder 23, bei dem das Verschleißsignal (S30) einen auf einen Verschleiß der Leuchtstofflampe hinweisenden Wert annimmt, wenn der in Schritt g) ermittelte reduzierte Spannungswert (ΔV-'; ΔV2') größer ist als der erste Spitzenwert (ΔV+; ΔV1).

26. Verfahren nach einem Ansprüche 22 bis 25, bei dem das erste weitere kapazitive Speicherelement (C31; C32) vor Verfahrensschritt c) vollständig entladen wird.

27. Verfahren nach einem der Ansprüche 22 bis 26, bei dem das zweite weitere kapazitive Speicherelement (C41; C42) vor Verfahrensschritt g) vollständig entladen wird.

28. Verfahren nach einem der Ansprüche 22 bis 25, bei dem das erste weitere kapazitive Speicherelement (C31; C32) in Schritt b) parallel zu dem ersten kapazitiven Speicherelement (C11; C12) geschaltet wird und zusammen mit dem ersten kapazitiven Speicherelement (C11; C12) während der ersten Halbwelle des periodischen Signals (V31) auf den ersten Spitzenwert (ΔV+; ΔV1) aufgeladen wird, und bei dem das erste weitere kapazitive Speicherelement (C31; C32) in Schritt d) umgekehrt gepolt parallel zu dem ersten kapazitiven Speicherelement (C11; C12) geschaltet wird, um das erste kapazitive Speicherelement (C11; C12) auf den reduzierten Spannungswert (ΔV+'; ΔV1') zu entladen.

29. Verfahren nach einem der Ansprüche 22 bis 26, bei dem das zweite weitere kapazitive Speicherelement (C41; C42) in Schritt f) parallel zu dem zweiten kapazitiven Speicherelement (C21; C22) geschaltet wird und zusammen mit dem zweiten kapazitiven Speicherelement (C21; C22) während der zweiten Halbwelle des periodischen Signals (V31) auf den zweiten Spitzenwert (ΔV-; ΔV2) aufgeladen wird, und bei dem das zweite weitere kapazitive Speicherelement (C41; C42) in Schritt g) umgekehrt gepolt parallel zu dem zweiten kapazitiven Speicherelement (C21; C22) geschaltet wird, um das zweite kapazitive Speicherelement (C121; C22) auf den reduzierten Spannungswert (ΔV-'; ΔV2') zu entladen.

30. Ansteuerschaltung für wenigstens eine Leuchtstofflampe (10), die folgende Merkmale aufweist:

- eine Halbrückenschaltung (Q1, Q2) zur Bereitstellung einer Versorgungsspannung (V2),
- einen an die Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) gekoppelten Resonanzschwingkreis (L1, C1), an den die wenigstens eine Leuchtstofflampe (10) anschließbar ist,
- einen das Widerstandselement (R1) enthaltenden Gleichstrompfad, der durch eine intakte Lampenwendel

(11) der Leuchtstofflampe (10) schließbar ist, und an den eine Detektorschaltung (40) zur Detektion eines den Gleichstrompfad durchfließenden Gleichstromes angeschlossen ist.

31. Ansteuerschaltung nach Anspruch 30, die eine Steuerschaltung (21) für die Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) aufweist, wobei die Detektorschaltung (40) ein von der Detektion eines Gleichstromes abhängiges Detektorsignal (S45) bereitstellt, das der Steuerschaltung (21) zugeführt ist.

32. Ansteuerschaltung nach Anspruch 31, bei der die Steuerschaltung (21) dazu ausgebildet ist, eine Ansteuerung der Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) zu verhindern, wenn anhand des Detektorsignals (S42) erkannt wird, dass ein den Gleichstrompfad durchfließender Gleichstrom unterhalb einer vorgegebenen Stromschwelle liegt.

33. Ansteuerschaltung nach einem der Ansprüche 30 bis 32, bei der der Gleichstrompfad ein weiteres Widerstandselement (R2) umfasst, das in Reihe zu Anschlüssen für die Lampenwendel (11) geschaltet ist.

34. Ansteuerschaltung nach Anspruch 33, bei der der Gleichstrompfad zwischen einem Anschluss (K1) für Versorgungspotential der Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) und einem Bezugspotential (Vcc) liegt.

35. Ansteuerschaltung nach Anspruch 34, bei der das Bezugspotential (Vcc) ein Versorgungspotential der Steuerschaltung (21) und/oder der Detektorschaltung (40) ist.

36. Ansteuerschaltung nach einem der Ansprüche 30 bis 35, bei der die Detektorschaltung (40) einen in den Gleichstrompfad geschalteten Stromdetektor (44) aufweist, der an eine Auswerteschaltung (45, 47) gekoppelt ist.

37. Ansteuerschaltung nach Anspruch 36, bei der ein Schalter (S13) zwischen das Widerstandselement (R1) und den Strom-Spannungs-Wandler (31) geschaltet ist.

38. Ansteuerschaltung nach Anspruch 37, die dazu ausgebildet ist,

- den Schalter (S13) nach Anlegen einer Versorgungsspannung (Vb) an die Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) zu öffnen,
- die Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) erst nach Detektion eines den Gleichstrompfad durchfließenden, oberhalb eines vorgegeben Schwellenwertes liegenden Gleichstromes über die Steuerschaltung (21) anzusteuern, und
- den Schalter (S13) zu schließen, wenn eine Ansteuerung der Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) erfolgt.

39. Ansteuerschaltung nach einem der Ansprüche 30 bis 38, die dazu ausgebildet ist,

- eine Ansteuerung der Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) zu unterbrechen, wenn das Diagnosesignal (S30) auf einen Verschleiß der Leuchtstofflampe hinweist,
- die Halbbrückenschaltung (Q1, Q2) erst dann wieder anzusteuern, wenn nach einer Verzögerungszeit der Gleichstrom durch den Gleichstrompfad unter einen vorgegebenen ersten Schwellenwert absinkt und danach auf einen Wert oberhalb eines vorgegebenen zweiten Schwellenwertes ansteigt.

FIG 1 Stand der Technik

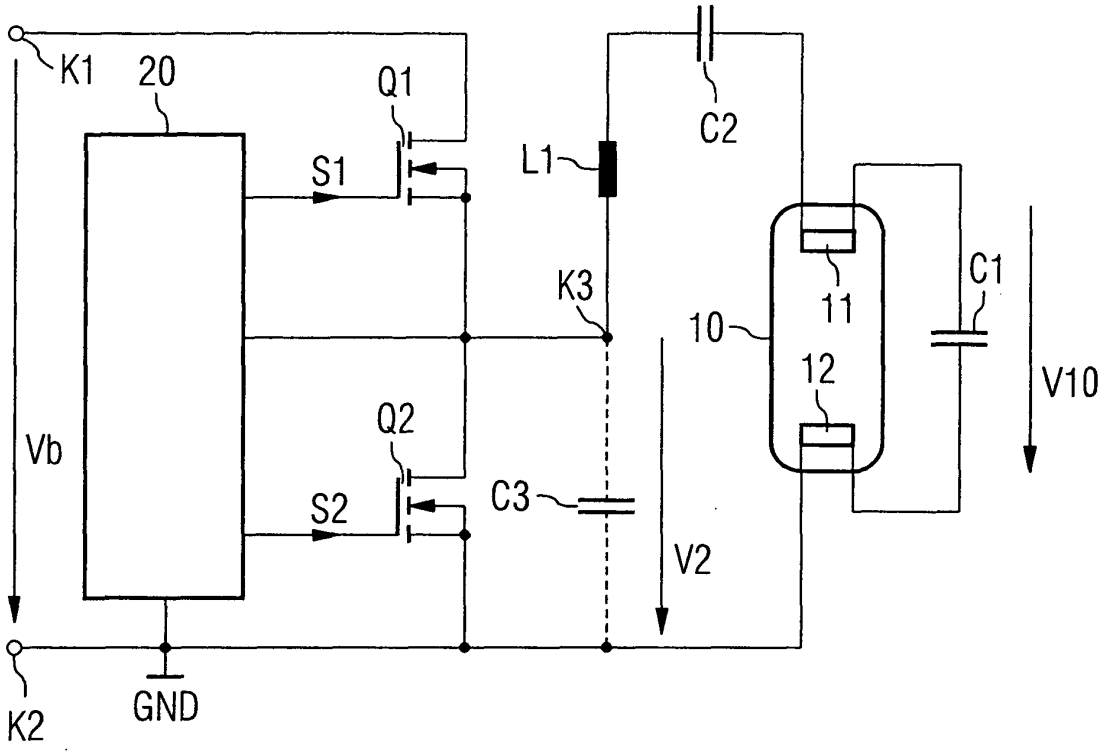


FIG 2 Stand der Technik

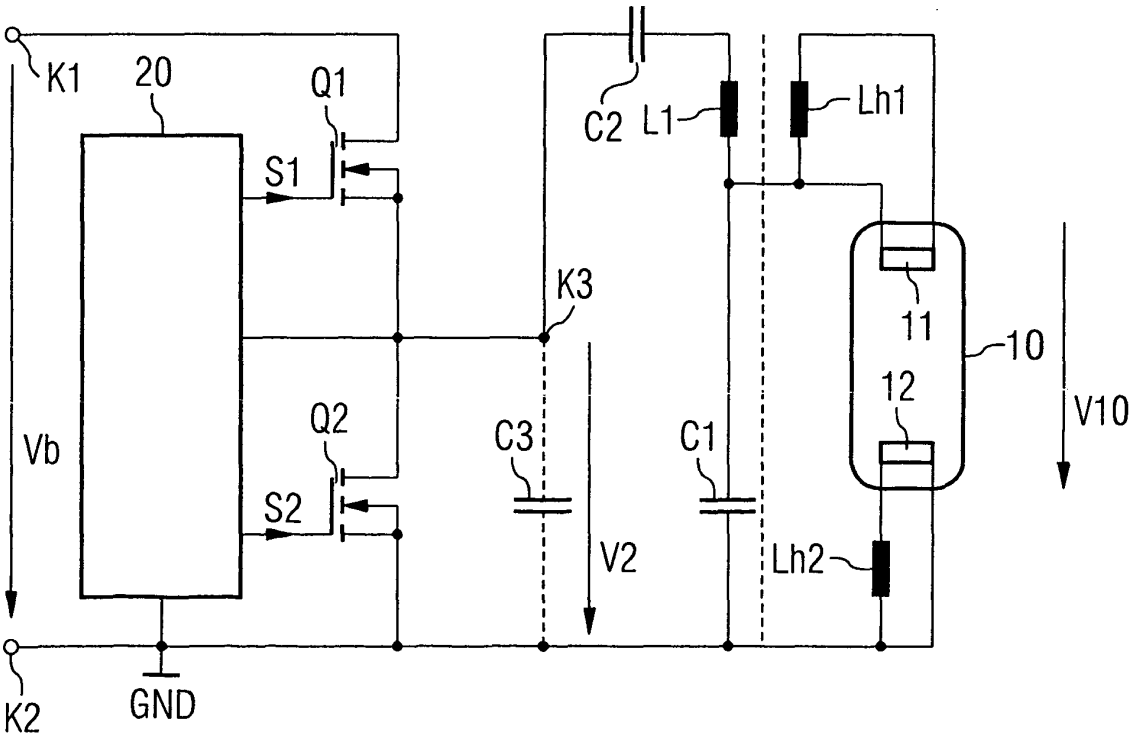


FIG 3 Stand der Technik

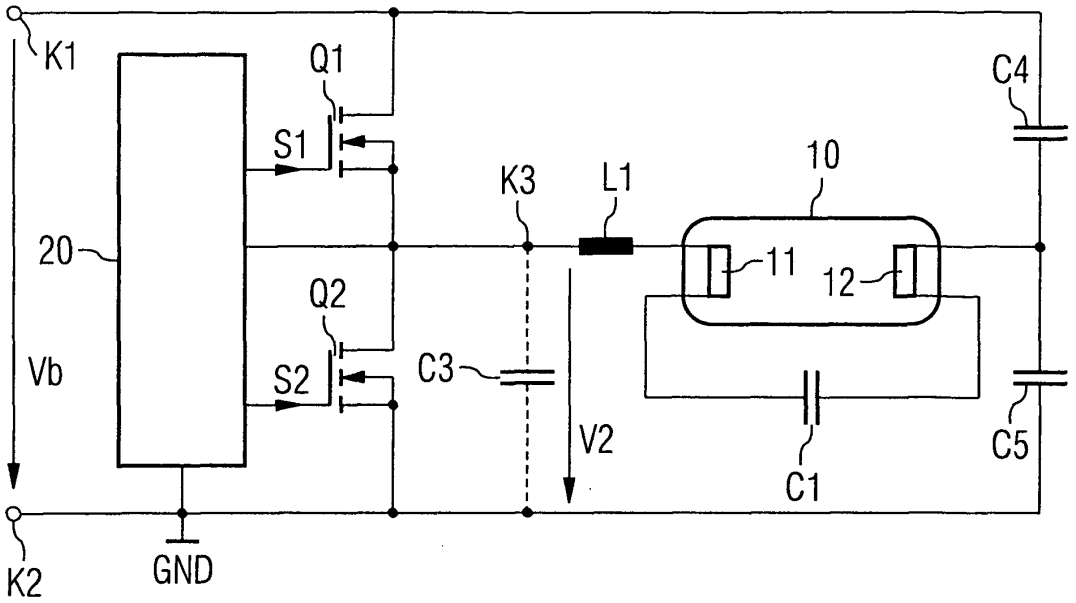
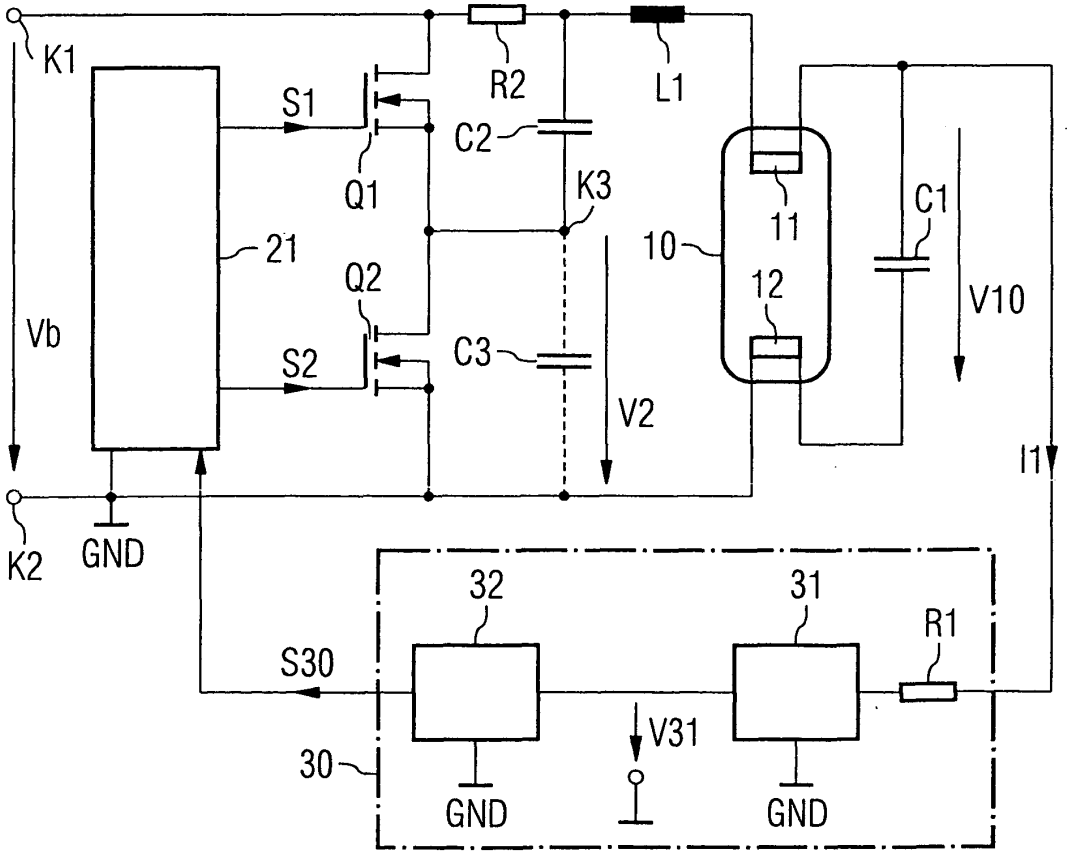


FIG 4



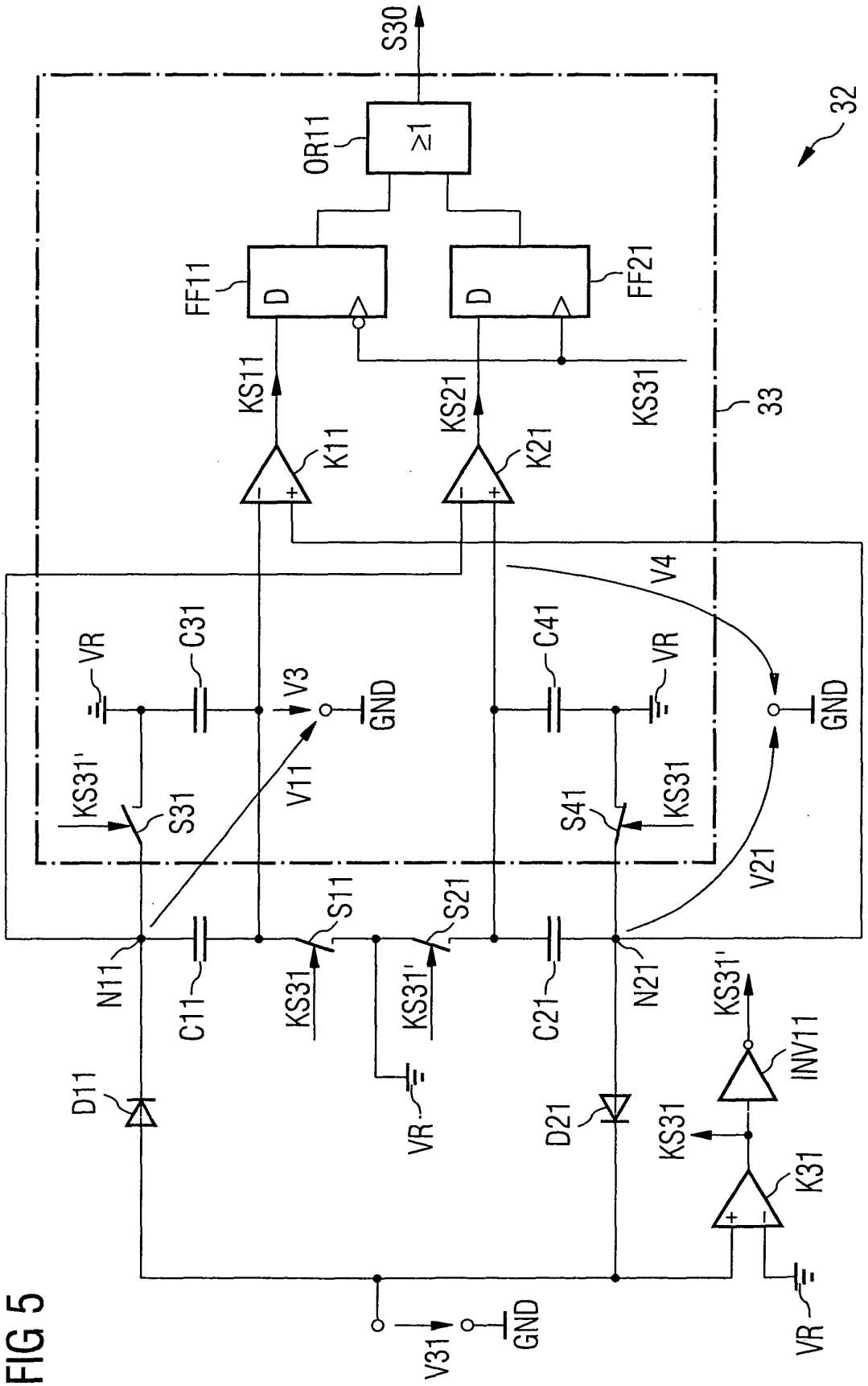
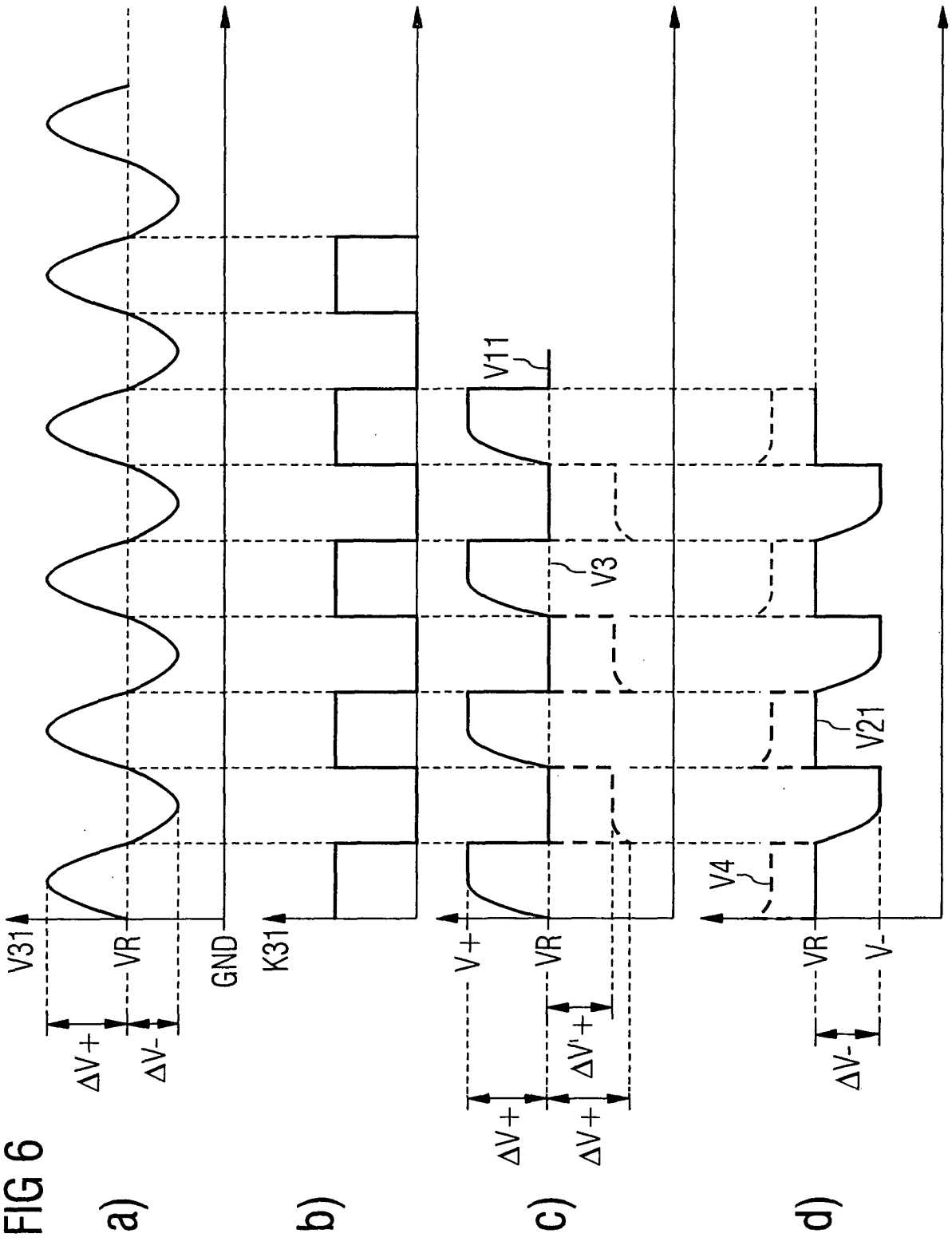

S30
OR11
≥1
32
FF11
D
FF21
D
KS11
KS21
KS31
33
K11
K21
V4
VR
C31
V3
GND
C41
VR
GND
KS31'
S31
V11
S41
KS31
V21
S11
S21
N11
C11
KS31
KS31'
C21
N21
KS31'
INV11
D11
VR
D21
KS31
K31
V31
GND
VR

FIG 5

FIG 6



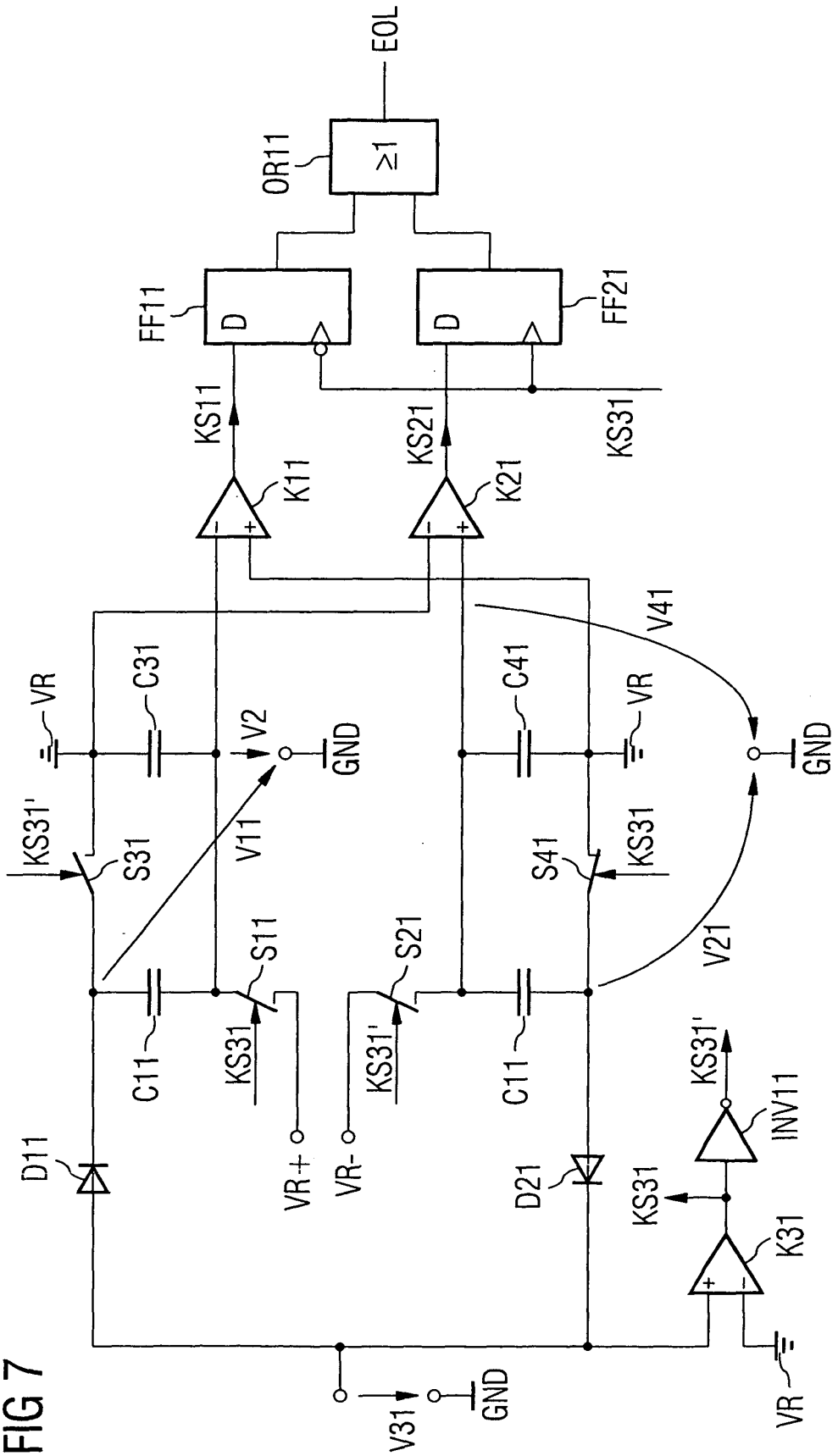

EOL
OR11
≥1
FF11
D
FF21
D
KS11
KS21
KS31
K11
K21
V41
VR
C31
V2
GND
C41
VR
GND
KS31'
S31
V11
S41
KS31
S11
S21
V21
C11
KS31
KS31'
C11
KS31'
INV11
D11
VR+
VR-
D21
KS31
K31
V31
GND
VR

FIG 7

FIG 8

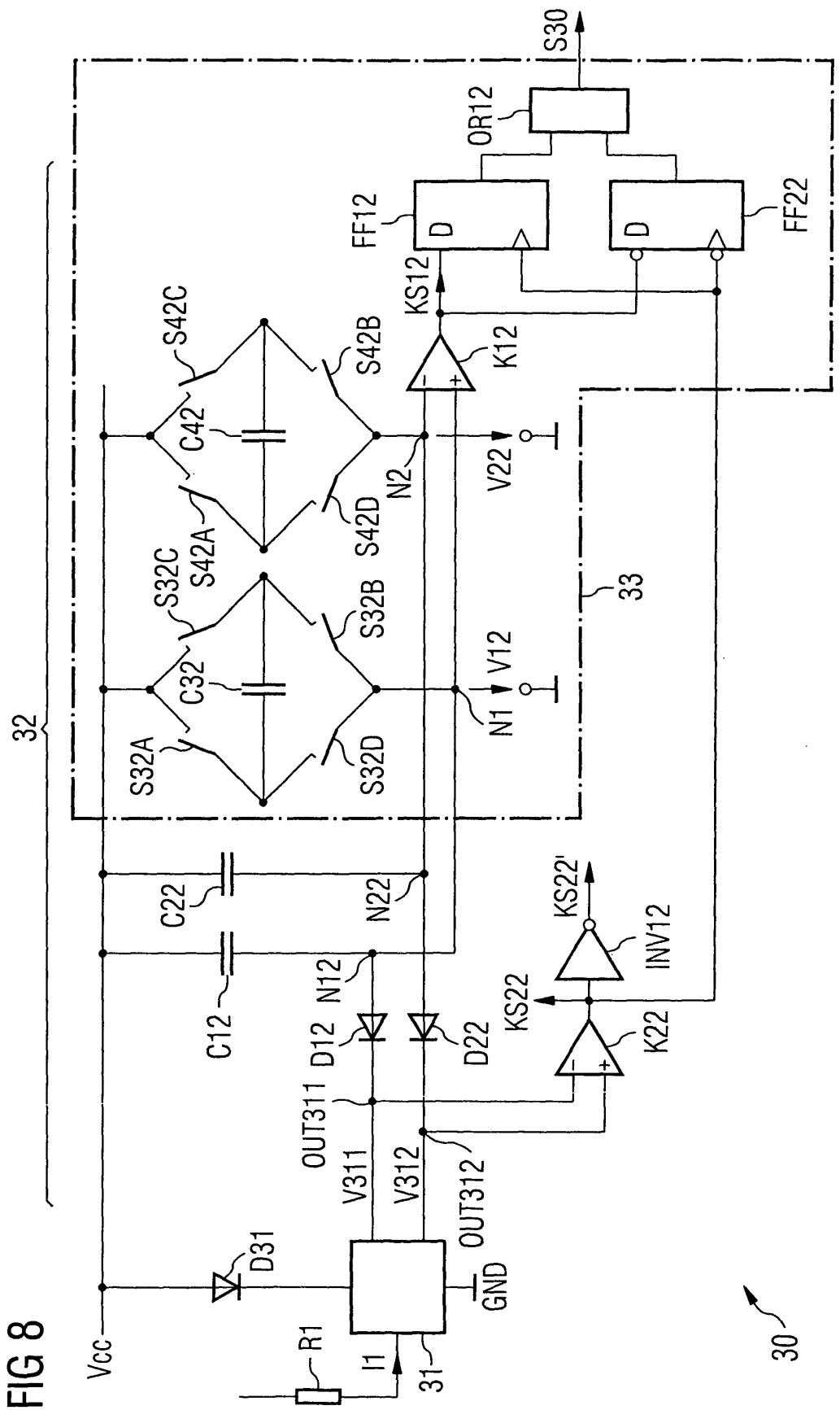

S30
OR12
FF12
FF22
D
KS12
K12
S42C
S42B
C42
S42A
S42D
N2
V22
S32C
S32B
C32
S32A
S32D
N1
V12
33
32
C22
N22
KS22'
INV12
KS22
K22
C12
N12
D12
D22
OUT311
V311
V312
OUT312
D31
GND
R1
I1
31
Vcc
30

FIG 9

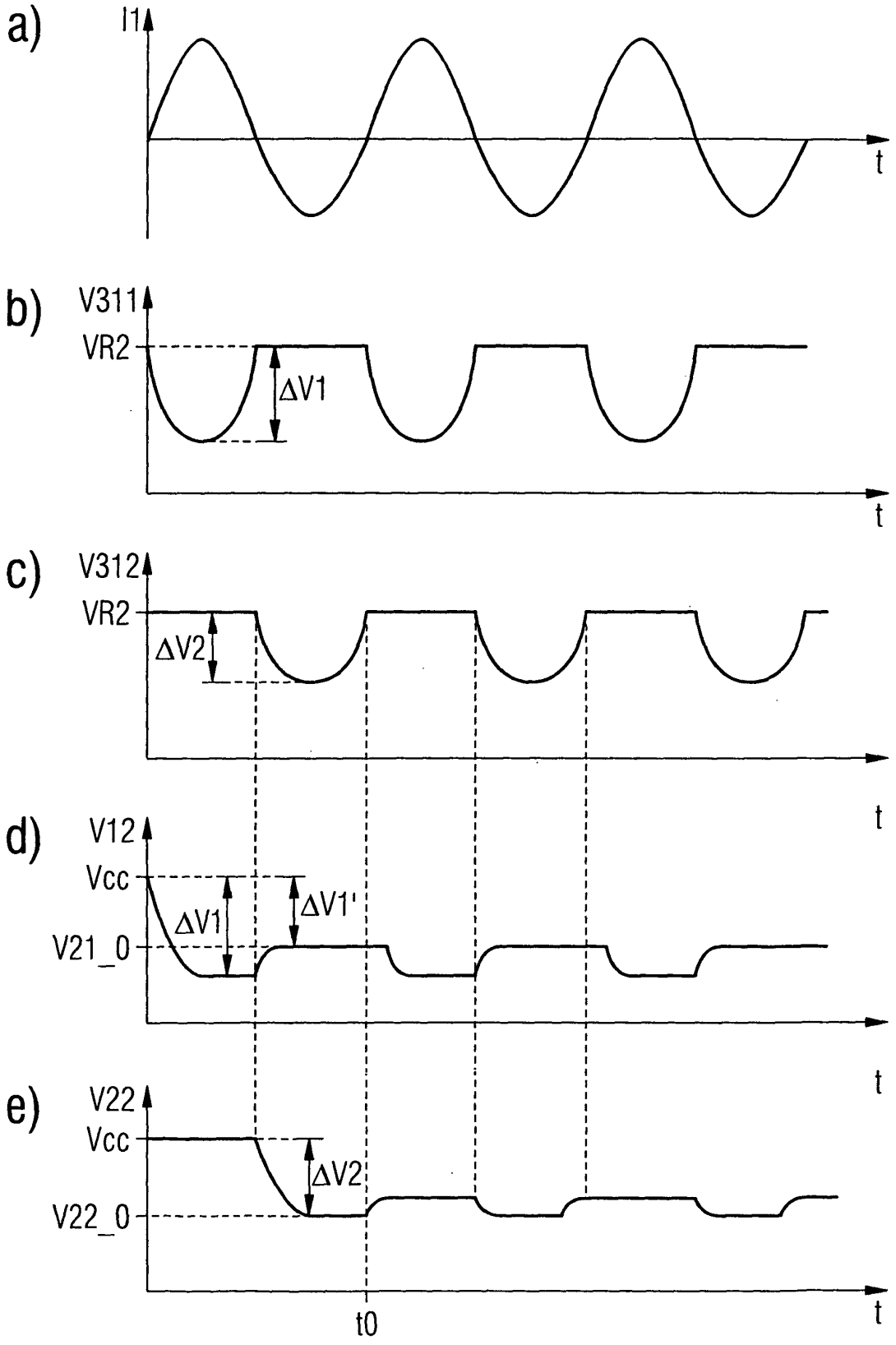
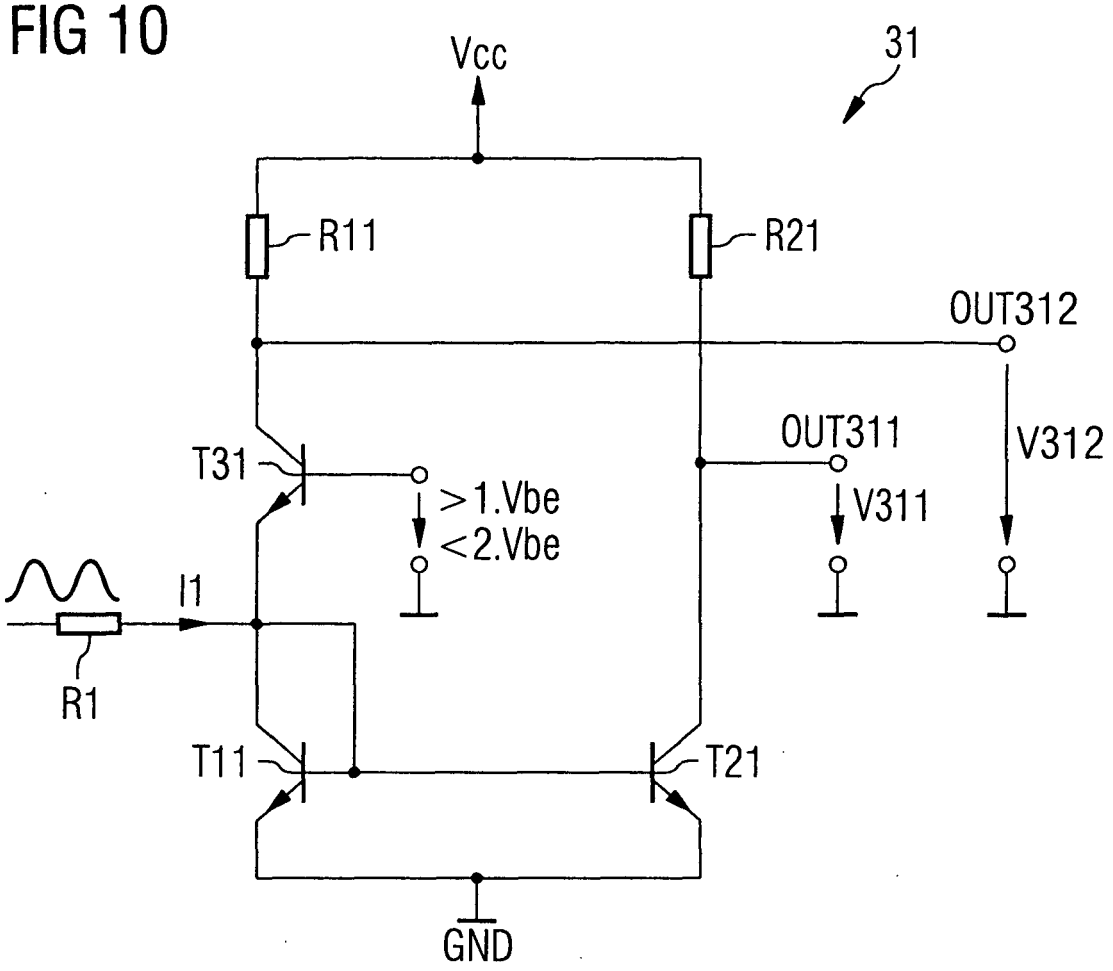

a)
I1
t
b)
V311
VR2
ΔV1
t
c)
V312
VR2
ΔV2
t
d)
V12
Vcc
ΔV1
ΔV1'
V21_0
t
e)
V22
Vcc
ΔV2
V22_0
t0
t

FIG 10


Vcc
31
R11
R21
OUT312
OUT311
V312
T31
>1.Vbe
<2.Vbe
V311
I1
R1
T11
T21
GND

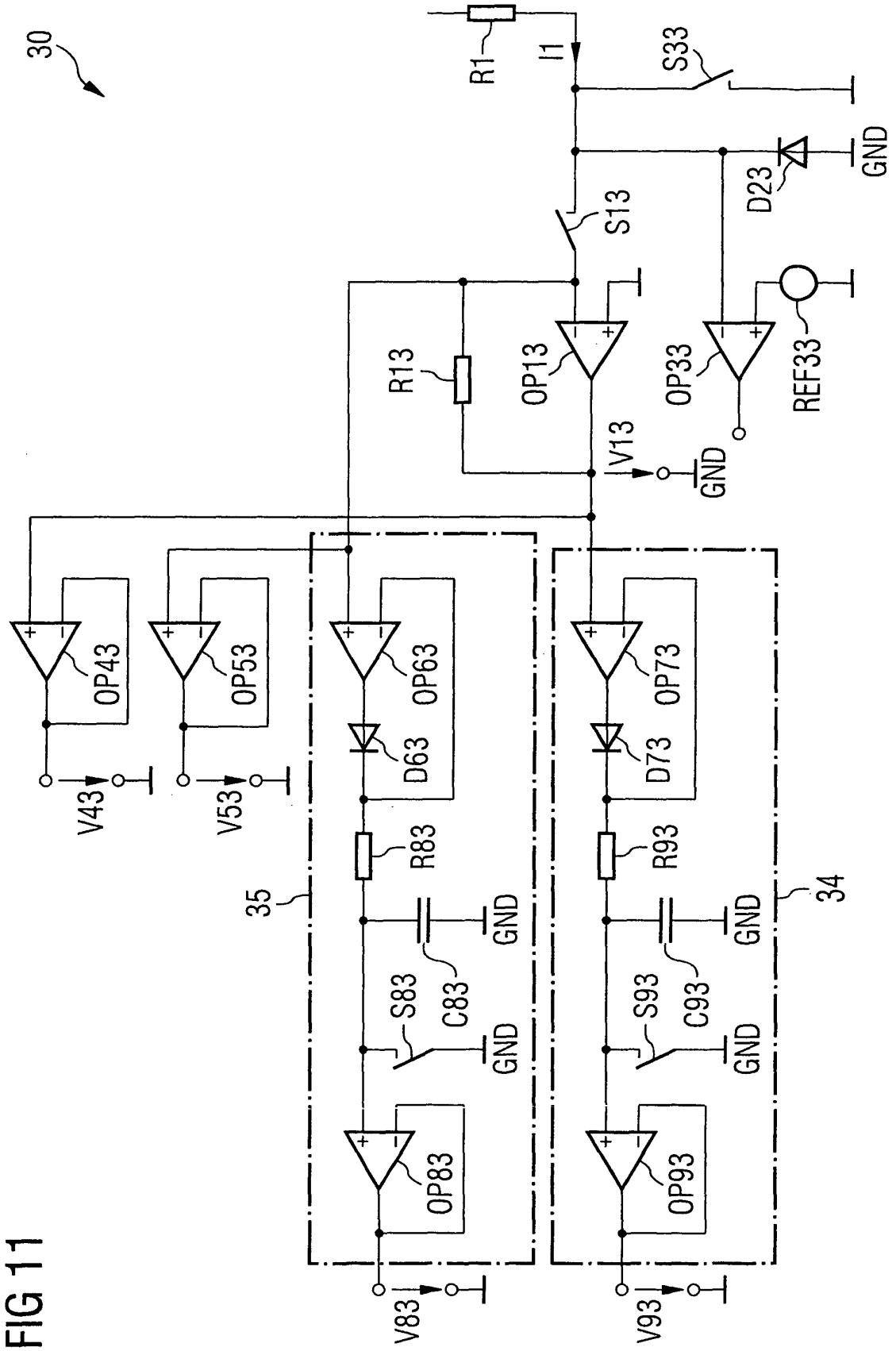

30
R1
I1
S33
GND
D23
S13
R13
OP13
OP33
REF33
V13
GND
OP43
OP53
OP63
OP73
D63
D73
V43
V53
R83
R93
35
34
GND
S83
C83
S93
C93
GND
GND
OP83
OP93
V83
V93

FIG 11

FIG 12

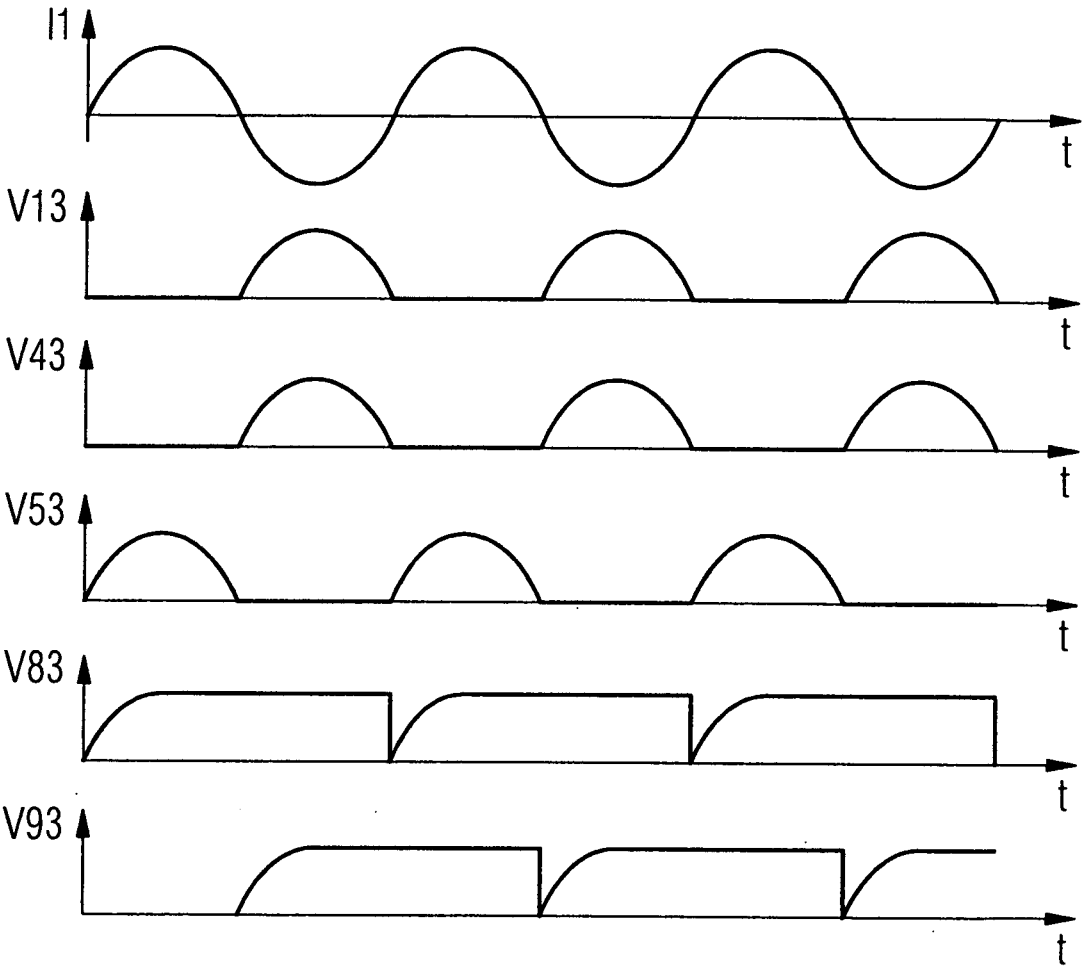


FIG 13

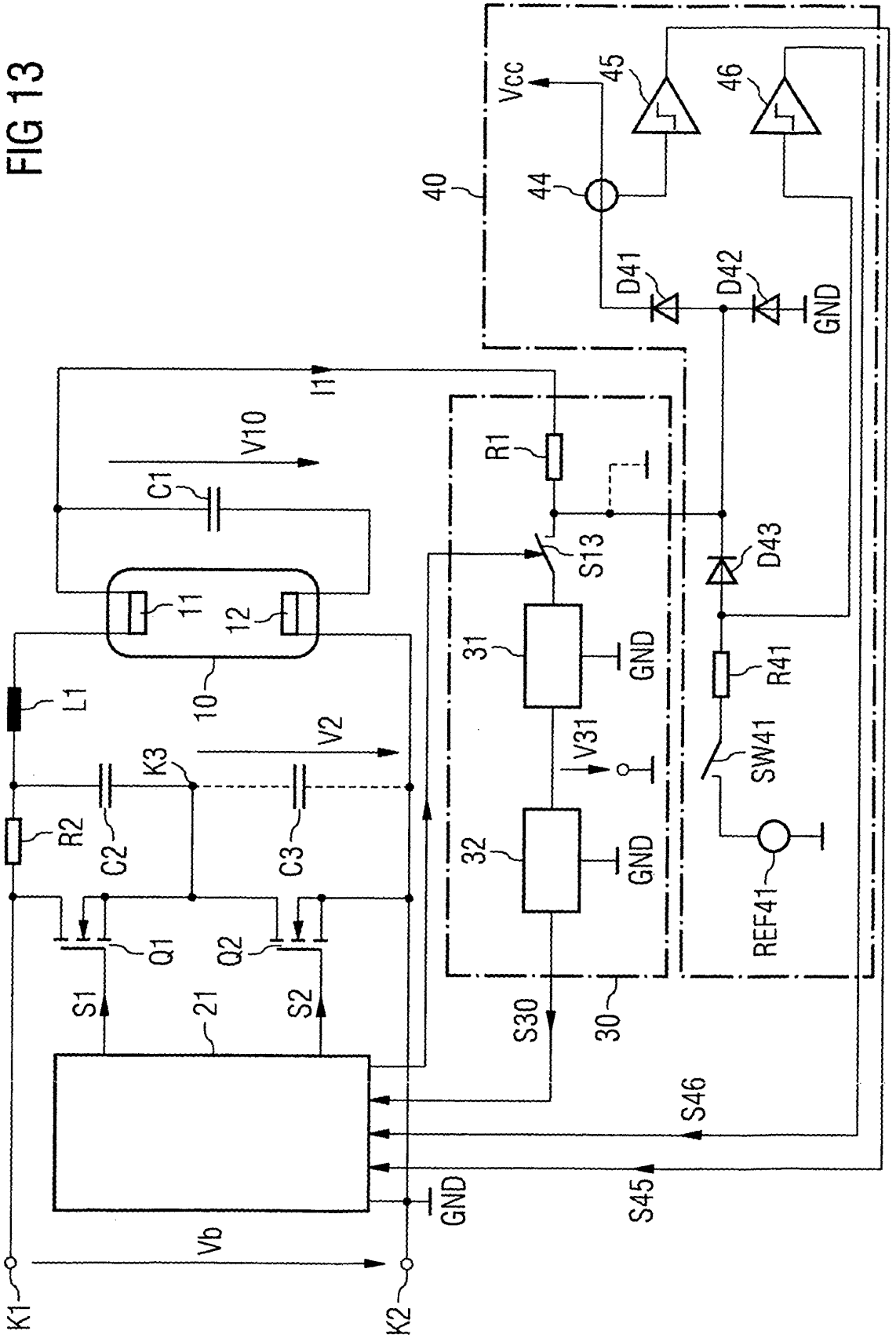
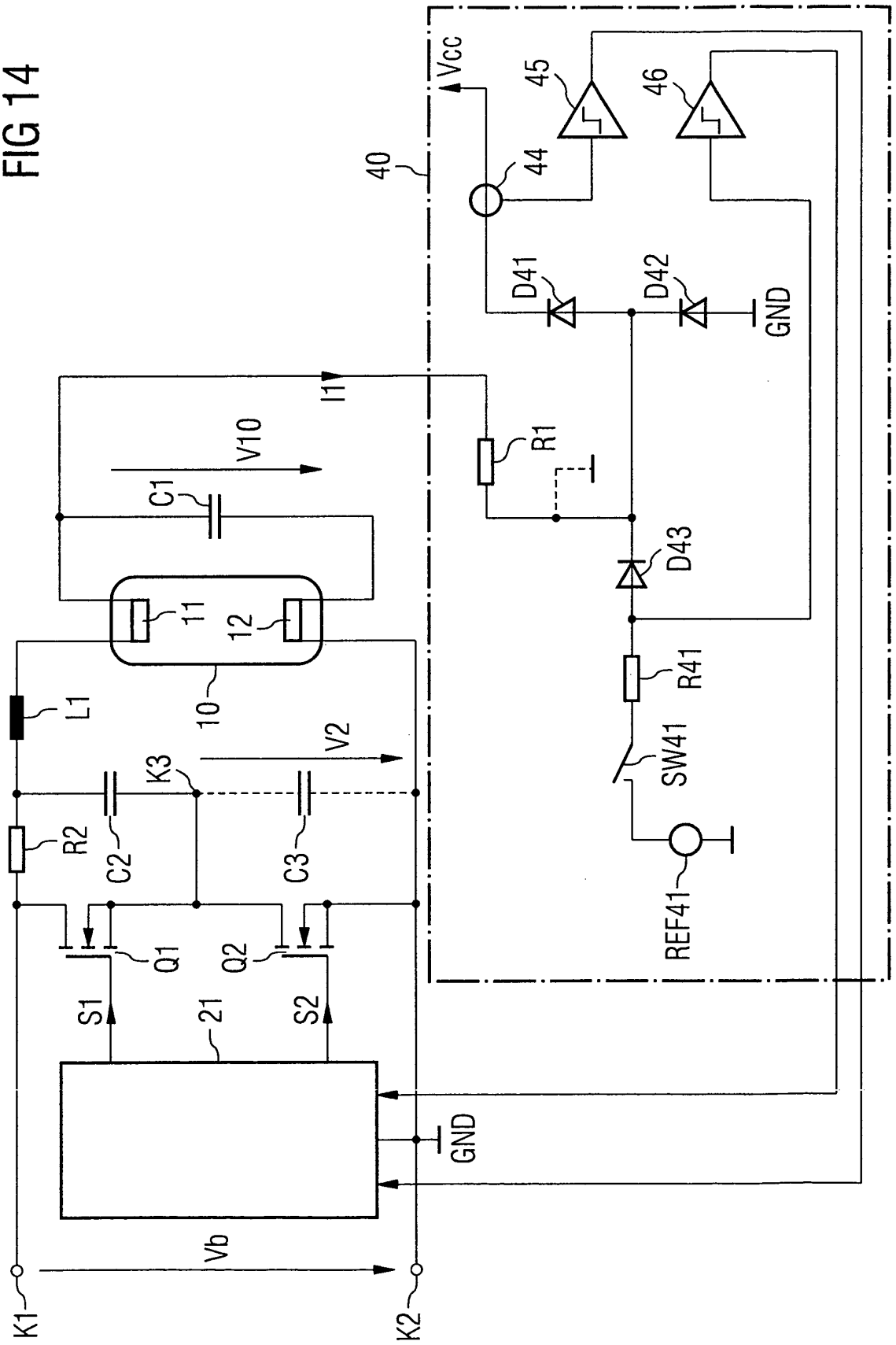

Vcc
45
46
40
44
D41
D42
GND
I1
V10
C1
R1
S13
D43
11
12
10
31
GND
R41
L1
V2
K3
V31
SW41
R2
C2
C3
32
GND
REF41
Q1
Q2
S1
21
S2
S30
30
S46
GND
S45
Vb
K1
K2

FIG 14


Vcc
45
46
40
44
D41
D42
GND
I1
R1
V10
C1
D43
11
12
10
L1
R41
SW41
V2
K3
R2
C2
C3
REF41
Q1
Q2
S1
21
S2
GND
Vb
K1
K2