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

(11) **EP 2 582 212 B1**

(12) **EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT**

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des Hinweises auf die Patenterteilung:
**11.02.2015 Patentblatt 2015/07**

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

(21) Anmeldenummer: **12188018.1**

(22) Anmeldetag: **10.10.2012**

(54) **Verfahren und Vorrichtung zur Überwachung von Stromspitzen in einem EVG**

Method and apparatus for monitoring of current peaks in an EVG

Procédé et dispositif de surveillance de pics de charge dans un ballast électronique

(84) Benannte Vertragsstaaten:
**AL AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HR HU IE IS IT LI LT LU LV MC MK MT NL NO PL PT RO RS SE SI SK SM TR**

(30) Priorität: **11.10.2011 DE 102011084274**

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
**17.04.2013 Patentblatt 2013/16**

(73) Patentinhaber: **BAG engineering GmbH**
**59759 Arnsberg (DE)**

(72) Erfinder:
- **Wiebe, Peter**
  **40474 Düsseldorf (DE)**
- **Meyer, Otto**
  **32351 Stemwede (DE)**

(74) Vertreter: **Lippert, Stachow & Partner**
**Patentanwälte**
**Postfach 30 02 08**
**51412 Bergisch Gladbach (DE)**

(56) Entgegenhaltungen:
**DE-A1-102009 047 714** **US-A- 6 016 257**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents im Europäischen Patentblatt kann jedermann nach Maßgabe der Ausführungsordnung beim Europäischen Patentamt gegen dieses Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist. (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

EP 2 582 212 B1

Printed by Jouve, 75001 PARIS (FR)

## Beschreibung

**[0001]** Die Erfindung betrifft allgemein elektronische Vorschaltgeräte zum Betrieb von einem oder mehreren Leuchtmitteln anhand eines Wechselrichters, welcher mindestens einen Leistungstransistor aufweist. Insbesondere betrifft die Erfindung ein Verfahren und eine Vorrichtung zur Überwachung von Stromspitzen in derartigen elektronischen Vorschaltgeräten (EVG), insbesondere innerhalb des Wechselrichters.

**[0002]** EVG mit Wechselrichter werden als Betriebsgeräte für unterschiedliche Leuchtmittel eingesetzt, insbesondere Gasentladungslampen, LEDs oder OLEDs.

**[0003]** Es ist bekannt, dass Stromspitzen in einem solchen EVG negative Auswirkungen haben können. Der Wechselrichter schaltet normalerweise bei Nullspannung (engl. zero voltage switching). Wird hingegen bei über einem Leistungstransistor anstehender Restspannung geschaltet, entstehen kurze, aber unter Umständen sehr hohe Stromspitzen, die hohe Verlustleistung in den Leistungstransistoren bewirken können. Dies kann zu einer die Lebensdauer beeinträchtigenden Überlastung oder schlimmstenfalls zur Zerstörung der Bauelemente, insbesondere der Leistungstransistoren, führen.

**[0004]** Es ist demnach wünschenswert, derartige Stromspitzen zu überwachen und gegebenenfalls anhand ihrer Auswertung eine entsprechend angepasste Steuerung und gegebenenfalls die Abschaltung des Wechselrichters herbeizuführen, so dass Überlastung oder gar Zerstörung vermieden werden kann.

**[0005]** Im Patent EP 1 275 276 wird vorgeschlagen, den Leistungstransistorstrom bzw. den idealen Schaltzeitpunkt zu erfassen durch Vergleich der Spannung an einem in Serie geschalteten Messwiderstand mit einem Schwellwert.

**[0006]** Es sind hierzu bereits Schaltungen bekannt, welche eine oder mehrere Dioden oder Zenerdioden verwenden, um nur die abträglichen Stromspitzen zu erfassen, typischerweise über einen Messwiderstand in Serie mit dem Leistungstransistor. Eine solche Schaltung ist in FIG.4 gezeigt. Über die Diode(n) D1, D2 wird ein RC-Glied mit großer Zeitkonstante gespeist. Überschreitet der Spannungspegel am Messwiderstand während einer Stromspitze die Flussspannung der Diode(n), wird der Kondensator C relativ schnell aufgeladen. Entladen wird er hingegen deutlich langsamer über den Widerstand R wegen der größeren Zeitkonstante. Hierdurch könnten auch zeitversetzt aufeinander folgende Stromspitzen die Spannung über dem Kondensator unter Umständen noch hoch halten. Der Spannungspegel am Kondensator kann ausgewertet werden und zu entsprechenden Anpassungen in der Ansteuerung des Wechselrichters, etwa zum Sicherheitsabschalten verwendet werden.

**[0007]** Die zuvor beschriebene Schaltung gemäß FIG.4 hat jedoch einige Nachteile. Aufgrund der verwendeten Dioden, insbesondere bei Verwendung von Zenerdioden oder bei einer Serienschaltung, können nur relativ hohe Strom- bzw. Spannungsspitzen erfasst werden. Geringere Spitzen werden also nicht zuverlässig erfasst. Diese können jedoch in der Praxis gehäuft auftreten, zu einem unkontrollierten Anstieg der Verlustleistung in den Leistungstransistoren führen und bringen somit die ernsthafte Gefahr von Überlastung und Zerstörung mit sich.

**[0008]** Zudem besteht bekanntermaßen eine beträchtliche Temperaturabhängigkeit der Diodenflussspannung, so dass auch die Auswertung temperaturabhängig wird und demnach auch selbst abträglich durch Verlustleistung beeinträchtigt wird. Ferner ist die mit der zuvor beschriebenen Schaltung erzielte Ausgangsspannung relativ gering, so dass zur weiteren Verarbeitung typischerweise eine Verstärkung erforderlich ist.

**[0009]** Eine diesbezüglich weiterentwickelte Vorrichtung zur Überwachung von Stromspitzen in einem elektronischen Vorschaltgerät für Leuchtmittel wurde in der Offenlegungsschrift DE 10 2009 047 714 vorgeschlagen. Das Vorschaltgerät mit an sich bekanntem Aufbau hat einen Wechselrichter mit zwei Leistungstransistoren in Halbbrückenschaltung zur Erzeugung einer Wechselspannung. Die DE 10 2009 047 714 offenbart hierfür eine spezielle Ermittlungsschaltung zum Auswerten eines an einem Messwiderstand in Serie zu einem Leistungstransistor abgegriffenen Messsignals hinsichtlich abträglicher Stromspitzen. Gemäß DE 10 2009 047 714 wird die zeitliche Ableitung des Stroms durch die Leistungstransistoren ermittelt, indem ein Differenzierglied die Spannung über dem Messwiderstand differenziert. Mit dem Differenzierglied wirkt eine Transistor-Vergleichsschaltung zusammen, zwecks Erzeugung eines schwellwertabhängigen Signals, welches an die Steuervorrichtung zur Steuerung der Leistungstransistoren ausgegeben wird.

**[0010]** Als Differenzierglied zur Ermittlung der zeitlichen Ableitung des Stroms schlägt die DE 10 2009 047 714 vor, eine Induktivität bzw. Spule in Serie zum Messwiderstand und den Leistungstransistoren zu schalten. An der Spule kann die zeitliche Ableitung des Stroms unmittelbar als Spannungssignal parallel abgegriffen werden. Nachträglich bei dieser Lösung ist unter anderem, dass die zusätzlich in Serie zur Halbbrücke geschaltete Spule die Qualität der gewünschten Wechselspannung beeinträchtigen kann. Weiter ist eine Schaltung gemäß DE 10 2009 047 714 nicht ohne Weiteres rückwärtskompatibel mit bestehenden Betriebsgeräten. Schließlich wird in der Schwellwertschaltung aus DE 10 2009 047 714 weiterhin eine Diode verwendet, d.h. dass unerwünschtes temperaturabhängiges Verhalten weiterhin nicht ausgeschlossen ist.

**[0011]** Der vorliegenden Erfindung liegt mithin die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren bzw. eine Vorrichtung zur Überwachung von unerwünschten Stromspitzen in einem EVG bereitzustellen, welche die vorgenannten Nachteile zumindest teilweise vermeidet.

**[0012]** Diese Aufgabe löst die Erfindung verfahrensmäßig schon mit dem Merkmalen des Anspruchs 1. Vorrichtungs-

seitig wird die Aufgabe bereits durch eine Schaltungsvorrichtung mit den Merkmalen nach Anspruch 5 bzw. ein EVG mit den Merkmalen nach Anspruch 11 gelöst.

**[0013]** Das vorgeschlagene Verfahren zeichnet sich dadurch aus, dass das Messsignal, welches alle Stromspitzen im Wechselrichterstrom wiedergibt bzw. anzeigt, differenziert wird mittels eines Hochpass als Differenzierglied. Anschließend, beispielsweise mittels einer Einweg-Triggerschaltung, wird das hochpassgefilterte Signal zur Veränderung des Ausgangssignals genutzt. Durch eingangsseitiges Differenzieren mittels eines Hochpass werden ohne Beeinträchtigung der Funktion der Halbbrücke und kleinere Stromspitzenidentifizierbar und sicher auswertbar. Durch den Hochpass, welcher mit seinem Eingang parallel am Messwiderstand abgreifen kann, wird auch vermieden, eine Veränderung der Brückenschaltung vornehmen zu müssen. Zudem kann durch den Hochpass bei geringem Schaltungsaufwand das Differenzieren bzw. zeitliche Ableiten erzielt werden.

**[0014]** Das mit dem Hochpass gefilterte Signal wird bevorzugt durch eine Einweg-Triggerschaltung weiter verarbeitet, um lediglich bei Impulsen einer Polarität entsprechend den abträglichen, unerwünschten Stromspitzen, das Ausgangssignal zu verändern. Die Erzeugung des Ausgangssignals kann auf verschieddene Arten, etwa durch unipolare Verstärkung im Sinne eines Einquadranten-Verstärkers, ausgeführt werden. Eine solche Triggerschaltung erlaubt in Verbindung mit dem Hochpass als Differenzierglied bzw. Vorstufe die Vermeidung von überhöhten und/oder temperaturabhängigen Schwellwerten, und dies ohne die eigentliche Schaltung der Halbbrücke zu beeinträchtigen.

**[0015]** In einer besonders kostengünstigen Lösung erfolgt das Differenzieren mittels eines passiven Hochpass. Unabhängig hiervon erweist sich für typische Betriebsgeräte eine erfindungsgemäße Hochpassfunktion mit einer Grenzfrequenz im Bereich von 320kHz bis 8MHz (8'000kHz), vorzugsweise im Bereich von 530kHz bis 5,3MHz (5'300kHz), als besonders zweckmäßig. Hierbei wird als Grenzfrequenz diejenige Frequenz verstanden, bei welcher die übertragene Amplitude auf den 0,707-fachen Wert absinkt, und ein Filter erster Ordnung angenommen.

**[0016]** In einer einfachen und zweckmäßigen Ausführung erfolgt das Umschalten des Ausgangssignals mittels eines Transistors welcher zur Ansteuerung durch das Differenzierglied und ausgangseitig mit einem Kondensator verschaltet ist, so dass anhand des Transistors durch verzögertes Aufladen und schnelles Entladen des Kondensators ein quasi digitales Ausgangssignal erzeugt wird. Umgekehrt kann das Ausgangssignal natürlich auch durch schnelles Aufladen und zeitverzögertes Entladen erzeugt werden. Hierbei ermöglicht es die unterschiedliche Zeitkonstante auch mehrere aufeinander folgenden Stromspitzen bzw. Stromstösse geringerer Stärke zuverlässig zu erfassen und zur Erzeugung bzw. Erhaltung eines Ausgangssignals, welches unerwünschte Spitzen anzeigt, zu nutzen. Zweckmäßig wird als Transistor ein BJT-Verstärker in Emitterschaltung mit Arbeitspunkt im B-Betrieb betrieben. Dieser Betrieb erlaubt in einfacher Weise, dass der Transistor nur bei Impulsen mit der zu erfassenden Polarität im hochpassgefilterten Signal das Auf- bzw. Entladen des Kondensators bewirkt. Vorzugsweise erfolgt langsames bzw. verzögertes Aufladen des Kondensators gemäß einer fest vorgegebenen oder vorzugsweise einstellbaren ersten Zeitkonstante und schnelles Entladen gemäß einer deutlich kleineren zweiten Zeitkonstante. Die erste Zeitkonstante des Aufladevorgangs ist vorzugsweise im Bereich von einigen Millisekunden, etwa größer als 5ms. Die Zeitkonstante zum Entladen ist deutlich geringer, etwa $\leq 1\mu s$, vorzugsweise im Bereich von wenigen hundert Nanosekunden.

**[0017]** Das vorgeschlagene Überwachungsverfahren ermöglicht unter anderem das gezielte Steuern des mindestens einen Leistungstransistors des Wechselrichters mittels einer Steuerschaltung welche den Leistungstransistor des Wechselrichters in Abhängigkeit des Ausgangssignals der Auswerteschaltung ansteuert, so dass Stromspitzen durch Anpassung der Schaltzeitpunkte vermieden oder zumindest verringert werden. Das Verfahren kann somit zur optimalen Regelung der Betriebsparameter genutzt werden. Ergänzend oder alternativ kann es auch zur Sicherheitsabschaltung, zur Fehlererkennung und/oder zur Leuchtmittelerkennung eingesetzt werden.

**[0018]** Die erfindungsgemäße Vorrichtung bzw. ein damit ausgestattetes erfindungsgemäßes Betriebsgerät für Leuchtmittel, insbesondere ein EVG, zeichnet sich somit aus durch ein Hochpass als Differenzierglied zwecks Differenzieren des Messsignals, wobei der Hochpass zum eingangseitigen Anschluss parallel an den Messwiderstand vorgesehen ist.

**[0019]** Vorzugsweise wird ein passiver Hochpass, insbesondere aber nicht zwingend ein RC-Hochpass, eingesetzt. Die Grenzfrequenz liegt zweckmäßig im Bereich von 320kHz bis 8MHz, vorzugsweise im Bereich von 530kHz bis 5,3MHz.

**[0020]** Vorteilhaft wird die Auswerteschaltung ergänzt durch eine Einweg-Triggerschaltung zum Erzeugen eines Ausgangssignals. Die Einweg-Triggerschaltung ändert nur bei Impulsen einer vorbestimmten Polarität im hochpassgefilterten Signal das Ausgangssignal, so dass das Ausgangssignal lediglich störende Stromspitzen anzeigt.

**[0021]** Zweckmäßig umfasst die Vorrichtung bzw. Schaltung einen RC-Hochpass als Differenzierglied sowie eine Einweg-Triggerschaltung mit einem Transistor-Verstärker und einem integrierenden Kondensator. Eine vorteilhafte Differenzier-Funktion wird erzielt, mit einem RC-Hochpass mit einer Zeitkonstante $\tau$ im Bereich von 20ns bis 500ns ($20*10^{-9}s \leq R*C \leq 500*10^{-9}s$), insbesondere im Bereich von 30ns bis 300ns. Vorzugsweise wird in der Triggerschaltung ein BJT-Verstärker in Emitterschaltung mit Arbeitspunkt im B-Betrieb vorgesehen. Zweckmäßig ist es hierbei, wenn der Kondensator parallel zum den Durchgangsanschlüssen des Transistors auf Masse geschaltet ist und am anderen Knotenpunkt mit dem Transistor über einen festen oder einstellbaren Widerstand an die Speisung angeschlossen ist. Hierbei ist der Widerstand vorzugsweise deutlich größer als der Durchgangswiderstand des BJT-Verstärkers.

**[0022]** Die vorgeschlagenen Vorrichtung bzw. Auswerteschaltung kann auf einfache Weise in Schaltpläne bereits

bestehender Steuerschaltungen aufgenommen und integriert werden.

**[0023]** Die Erfindung wird im Folgenden durch das Beschreiben einer Ausführungsform und weiterer erfindungswesentlicher Merkmale unter Bezugnahme auf die beiliegenden Zeichnungen erläutert, wobei

FIG.1 ein erfindungsgemäß ausgebildetes EVG als Schaltschema mit den für die Erfindung relevanten Komponenten;

FIG.2 eine erfindungsgemäße Vorrichtung zur Überwachung von Stromspitzen in einem EVG gemäß FIG.1;

FIG.3 unterschiedliche Spannungs- bzw. Signalverläufe in einer Prinzipdarstellung zur Erläuterung des erfindungsgemäßen Verfahrens; und

Fig.4 eine aus dem Stand der Technik bekannte Schaltung zur Überwachung von Stromspitzen in einem EVG

zeigen.

**[0024]** FIG.1 zeigt teilweise ein erfindungsgemäß ausgebildetes elektronisches Vorschaltgerät (EVG), insgesamt mit 10 bezeichnet, in einer Prinzipdarstellung. Das EVG 10 umfasst in FIG.1 einen Wechselrichter 12 mit zwei zu einer Halbbrücke geschalteten Leistungstransistoren S1, S2. In einer nicht gezeigten aber äquivalenten Ausführungsform kann auch eine Vollbrücke mit vier Leistungstransistoren im Wechselrichter 12 eingesetzt werden. Jeder Leistungstransistor S1, S2 ist zum Schutz gegen Überspannung mit einer Freilaufdiode parallel beschaltet. Nicht gezeigt sind weitere an sich bekannte Komponenten zur Speisung der Brückenschaltung mit einer Gleichspannung U0, wie etwa ein netzgespeister Gleichrichter, Sinusregler und Speicherkondensator, deren Wirkweise bekannt und für vorliegende Erfindung nicht ausschlaggebend ist.

**[0025]** Die Gleichspannung U0 wird durch alternierende Ansteuerung der beiden Leistungstransistoren S1, S2 zerhackt zur Erzeugung einer Rechteck-Wechselspannung U1 mit hoher Frequenz, welche dem effizienten Betrieb von einem oder mehreren Leuchtmitteln, bspw. einer oder mehrerer Gasentladungslampen bzw. Leuchtstoffröhren dient, die in FIG.1 schematisch mit LP bezeichnet ist/sind. Am Ausgang des Wechselrichters 12 ist eine Drosselspule L1 angeordnet, welche zur Lampe LP in Reihe geschaltet ist. Die Kondensatoren C3, C4 ergänzen die Drosselspule L1 bzw. den Wechselrichter 12 zur Erzeugung einer zum Betrieb der Lampe(n) LP geeigneten Spannungsform.

**[0026]** Zur Erzeugung der Rechteck-Wechselspannung U1 wird jeder Steueranschluss der beiden Leistungstransistoren S1, S2, d.h. jedes Gate im Falle von MOSFETs, durch eine Treiber- bzw. Steuerschaltung angesteuert, schematisch mit 20 bezeichnet. Die Steuerschaltung 20 ist in das EVG 10 integriert und dient neben dem Betrieb des Wechselrichters 12 typischerweise auch der Steuerung der Vorheiz- und Zündphasen der Lampe(n) LP.

**[0027]** Wie aus FIG.1 ersichtlich ist in Serie zur Brückenschaltung des Wechselrichters 12, d.h. zu den Leistungstransistoren S1, S2 ein Messwiderstand Rsh geschaltet, welcher als Stromwandler zur Erfassung unerwünschter Stromspitzen dient. Der Messwiderstand Rsh ist unmittelbar zwischen den Quellen- bzw. Source-Anschluss des unteren Leistungstransistors S1 und Masse bzw. den Gegenpol zu U0 des Speicherkondensators (nicht gezeigt) geschaltet.

**[0028]** Zwischen dem Source-Anschluss des unteren Leistungstransistors S1 und dem Messwiderstand Rsh wird ein Messsignal, insbesondere die Messspannung Ush abgegriffen, das Stromspitzen im Strom durch die Leistungstransistoren S1, S2 anzeigt.

**[0029]** Bei Idealbetrieb schalten die Leistungstransistoren S1, S2 so dass keine oder nur unwesentliche Stromspitzen durch Restspannung erzeugt werden. Im praktischen Betrieb kann dies jedoch nicht ohne weiteres gewährleistet werden, u.a. bedingt durch Herstellungstoleranzen der Lampe(n) LP und der Komponenten. Zur Vermeidung störender Einwirkung solcher unerwünschter Stromspitzen, ist die Steuerschaltung 20 mit einer Auswerteschaltung 14 versehen, deren Eingang das am Messwiderstand Rsh abgegriffene Messsignal Ush zugeführt wird. Die Auswerteschaltung 14 kann hierbei zusammen mit der Steuerschaltung 20 als integrierte Schaltung oder auch physisch getrennt ausgeführt sein.

**[0030]** FIG.2 zeigt schematisch eine bevorzugte Ausführung der Auswerteschaltung 14. Diese umfasst ein als RC-Hochpass ausgeführtes Differenzierglied 16 mit einem Kondensator C1 und einen Widerstand R1. Am Knotenpunkt zwischen dem in Serie mit dem Abgriff am Messwiderstand Rsh geschalteten Kondensator C1 und dem auf Masse führenden Widerstand R1 wird somit eine spektral auf den Bereich höherer Frequenzen gefiltertes Signal $U_F$ bereitgestellt. Von diesem Knotenpunkt wird das gefilterte Signal $U_F$ über einen Widerstand R2 zur Strombegrenzung zum Ansteuern des Steuer- bzw. Basisanschluss eines BJT-Transistors T1 verwendet.

**[0031]** In einem Ausführungsbeispiel wird der RC-Hochpass mit einer Zeitkonstante von etwa 100ns ausgeführt, z.B. durch einen 100Ω Widerstand R1 und einen 1nF Kondensator C1. Die Zeitkonstante liegt bei typischen Betriebsfrequenzen des Wechselrichters 12 bevorzugt im Bereich von 30-300ns.

**[0032]** Der Transistor T1 ist Teil einer Einweg-Triggerschaltung 18, welche neben dem Differenzierglied 16 das andere wesentliche Glied der Auswerteschaltung 14 darstellt. Die Einweg-Triggerschaltung 18 dient insbesondere dazu, nur bei Impulsen im gefilterten Signal $U_F$, welche unerwünschten Stromspitzen bzw. Stromstössen entsprechen, das Ausgangssignal $U_{OUT}$ zu verändern. Demnach soll die Einweg-Triggerschaltung 18 bei entgegen gerichteten Impulsen,

welche bspw. beim eigentlichen Schaltvorgang der Leistungstransistoren S1, S2 erzeugt werden, das Ausgangssignal $U_{OUT}$ nicht verändern. Dementsprechend zeigt das Ausgangssignal $U_{OUT}$ zuverlässig lediglich störende Stromspitzen der Auswerteschaltung 14 an.

**[0033]** Zu diesem Zweck ist der Transistor T1 vorzugsweise als BJT in Emitterschaltung (Engl. "common emitter") mit Arbeitspunkt im B-Betrieb geschaltet. Dementsprechend kann der BJT T1 ohne Basis-Emitter Vorspannung betrieben werden, sodass weder Basisstrom noch Kollektorstrom fließen wenn das gefilterte Signal $U_F$ keine Spannung hat bzw. Null ist. Der Transistor (T1) erzeugt somit einen Kollektor-Emitter-Strom nur bei Impulsen einer Polarität im gefilterten Signal $U_F$, welche den zu erfassenden Stromspitzen entsprechen.

**[0034]** Das Ausgangssignal $U_{OUT}$ wird von einem integrierenden Kondensator C2 der Einweg-Triggerschaltung 18 abgegriffen, welcher in Serie mit einem Widerstand R3 einen Spannungsteiler zwischen der Speisespannung $+V_{CC}$ und Masse bildet. Der Transistor T1 ist parallel zum Kondensator C2, d.h. mit Kollektor am Knoten zum Widerstand R3 und mit Emitter auf Masse geschaltet. Somit kann der Transistor zur Erzeugung eines quasi digitalen Ausgangssignals $U_{OUT}$ durch Kurzschluss auf Masse eine verhältnismäßig schnelle Entladung des Kondensators C2 bewirken. Andererseits sind C2 und R3 so gewählt, dass das Aufladen auf $+V_{CC}$ deutlich langsamer erfolgt, d.h. dass die Zeitkonstante R3*C2 deutlich größer ist, typisch einige Millisekunden, als die durch den Durchlasswiderstand (Kollektor-Emitter-Widerstand) des Transistors bedingte Zeitkonstante $R_{CE}$*C3, welche typisch im Bereich von wenigen hundert Nanosekunden liegt. Der symbolisch dargestellte Widerstand R3 ist zur Anpassung der Auflade-Zeitkonstante, bspw. an andere Lampentypen, vorzugsweise einstellbar ausgeführt, als schaltbarer Widerstandskombination, welche durch die Steuerschaltung 20 einstellbar ist.

**[0035]** Alternativ zum EVG 10 für Leuchtstoffröhren gemäß FIG.1, kann eine Auswerteschaltung 14 gemäß FIG.2, ohne Weiteres auch in Betriebsgeräten für andere Leuchtmittel, bspw. LEDs oder OLEDs (nicht gezeigt) Verwendung finden. Die Wirkweise der erfindungsgemäßen Überwachung von Stromspitzen wird nachfolgend nochmals anhand der Spannungsverläufe aus FIG.3 näher erläutert.

**[0036]** Die erste Spannungskurve in FIG.3 zeigt die nichtideale Rechteck-Spannung U1 am Mittelabgriff zwischen den Leistungstransistoren S1, S2.

**[0037]** Beim Schalten der Leistungstransistoren S1, S2 außerhalb des Nulldurchgangs weist das Messsignal $U_{SH}$ unerwünschte Stromspitzen $U_{PEAK}$ auf, welche von der Auswerteschaltung 14 überwacht und erfasst werden sollen. Die durch den Hochpassfilter bzw. das Differenzierglied 16 erzeugten Impulse werden der Einweg-Triggerschaltung 18 zugeführt. Letztere erzeugt nur bei Impulsen mit positiver Polarität einen Abfall der Spannung über dem aufgeladenen bzw. aufladenden Kondensator C2, welche dem Ausgangssignal $U_{OUT}$ entspricht. Impulse der anderen Polarität, welche bei jedem Schaltvorgang erzeugt werden, führen zu keiner Veränderung des Ausgangssignals. Selbstverständlich ist bei gleichbleibender Wirkung auch eine Invertierung der Spannungsrichtungen in $U_F$ und/oder $U_{OUT}$ möglich.

**[0038]** Wie im untersten Spannungsverlauf $U_{OUT}$ aus FIG.3 ersichtlich, wird somit durch kurzzeitig aufeinander folgende Stromspitzen das Ausgangssignal $U_{OUT}$ unter einer Schwellspannung $U_{THRESH}$ gehalten. Somit werden unerwünschte Stromspitzen durch Tiefstellen von $U_{OUT}$ quasi digital angezeigt.

**[0039]** Somit werden mit dem Differenzierglied 16 nur steile Flanken ausgewertet. Durch die Einweg-Triggerschaltung 18 führen nur die Flanken, welche unerwünschten Stromspitzen entsprechen zur Veränderung des Ausgangssignals $U_{OUT}$. Auch kurzzeitig aufeinander folgende, schädliche Stromspitzen mit geringerer Höhe können durch entsprechende Wahl von $R_{SH}$ und den Betrieb des Transistors T1 ein Kippen des Ausgangssignals $U_{OUT}$ unter $U_{THRESH}$ auslösen bspw. mit einigen wenigen Impulsen. Das Wiederaufladen von C2 dauert wesentlich länger. Durch eine einstellbare Zeitkonstante, etwa durch Veränderung von R3, kann die benötigte Anzahl der Stromspitzen zum Beeinflussen der Steuerschaltung 20 bzw. der Ansteuerung von S1 und S2 einstellbar sein. Die Weiterverarbeitung bzw. Verwertung des Ausgangssignals $U_{OUT}$ kann bspw. durch einen Mikrocontroller oder einen ASIC der Steuerschaltung 20 erfolgen. Unter Verwendung des Ausgangssignals $U_{OUT}$ kann durch die Steuerschaltung 20 eine Sicherheitsabschaltung erfolgen oder auch eine entsprechende Anpassung der Ansteuerung von S1 und S2.Die Auswertung des Ausgangssignals $U_{OUT}$ erlaubt auch Rückschlüsse zur Erkennung des Typs der am EVG 10 verwendeten Lampe(n) LP.

**[0040]** Wie aus obiger Beschreibung ersichtlich bietet die Erfindung insbesondere folgende Vorteile:

- schaltungstechnisch sehr einfacher Aufbau;
- genaue und eindeutige Auswertung der Stromspitzen, insbesondere sind auch kleinere Stromspitzen sicher identifizier- und auswertbar;
- einfache Anpassung der Spannungspegel und Zeitkonstanten auf andere Werte;
- unmittelbare Verwertbarkeit des Ausgangssignals in einem digitalen System;
- die Erfassung erfolgt im Wesentlichen temperaturunabhängig.

**Bezugszeichenliste**

| FIG.1-2 | | FIG.4 (Stand der Technik) | |
|---|---|---|---|
| 10 | Vorschaltgerät | D1... D2 | Diode |
| 12 | Wechselrichter | R | Widerstand |
| 14 | Auswerteschaltung 40 | C | Kondensator |
| 16 | Differenzierglied | | |
| 18 | Einweg-Triggerschaltung | | |
| 20 | Steuerschaltung | | |
| Cl... | C4 Kondensator | | |
| L1 | Drosselspule | | |
| LP | Lampe | | |
| R1 ... R3 | Widerstand | | |
| S1, S2 | Leistungstransistor | | |
| T1 | Transistor (bspw. BJT) | | |

| FIG.3 | |
|---|---|
| U1 | Wechselspannung |
| $U_{SH}$ | Messsignal |
| $U_F$ | gefiltertes Signal |
| $U_{PEAK}$ | Spannungsspitze |
| $U_{OUT}$ | Ausgangssignal |
| $U_{THRESH}$ | Schwellenspannung |

**Patentansprüche**

1. Verfahren zur Überwachung von Stromspitzen in einem elektronischen Vorschaltgerät (10) zum Betrieb von mindestens einem Leuchtmittel (LP) mit einem Wechselrichter (12) zur Erzeugung einer Wechselspannung (U1) mittels mindestens eines Leistungstransistors (S2), wobei das Verfahren umfasst:

   Auswerten eines Messsignals hinsichtlich störender Stromspitzen, welche den Leistungstransistor (S2) beeinträchtigen können, mittels einer Auswerteschaltung (14), wobei das Messsignal von einem Stromwandler, insbesondere einem Messwiderstand (RSH), erzeugt wird, welcher mit dem Leistungstransistor (S2) des Wechselrichters verbunden ist;
   Differenzieren des Messsignals mittels eines Differenzierglieds (16)
   **gekennzeichnet durch**
   Differenzieren mittels eines Hochpass (16) als Differenzierglied in der Auswerteschaltung zum Erzeugen eines hochpassgefilterten Signals, und **durch**
   Erzeugen eines Ausgangssignals anhand des hochpassgefilterten Signals, wobei vorzugsweise eine Triggerschaltung in der Auswerteschaltung bei Impulsen einer Polarität im hochpassgefilterten Signal jedoch nicht bei Impulsen gegengerichteter Polarität das Ausgangssignal ändert, so dass das Ausgangssignal störende Stromspitzen anzeigt.

2. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet, dass** das Differenzieren mittels eines passiven Hochpass (16) mit einer Grenzfrequenz im Bereich von 320kHz bis 8MHz, vorzugsweise im Bereich von 530kHz bis 5,3MHz, erfolgt.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, **gekennzeichnet durch** Umschalten des Ausgangssignals mittels eines Transistors (T1) in der Triggerschaltung, welcher zur Ansteuerung **durch** das Differenzierglied (16) und ausgangseitig mit einem Kondensator (C2) verschaltet ist, so dass anhand des Transistors (T1) **durch** verzögertes Aufladen (C2) und schnelles Entladen des Kondensators (C2) oder umgekehrt das Ausgangssignal quasi digital erzeugt wird wobei als Transistors (T1) ein BJT-Verstärker in Emitterschaltung mit Arbeitspunkt im B-Betrieb betrieben wird, so dass er nur bei Impulsen einer Polarität im hochpassgefilterten Signal das Auf- bzw. Entladen des Kondensators (C2) bewirkt.

4. Verfahren nach Anspruch 3, **gekennzeichnet durch** verzögertes Aufladen des Kondensators (C2) gemäß einer vorgegebenen oder einstellbaren ersten Zeitkonstante und schnelles Entladen des Kondensators (C2) gemäß einer zweiten Zeitkonstante wobei die erste Zeitkonstante deutlich größer ist als die zweite Zeitkonstante, vorzugsweise mit einer ersten Zeitkonstante >5ms und einer zweiten Zeitkonstante $\leq 1\mu s$.

5. Vorrichtung zur Überwachung von Stromspitzen in einem elektronischen Vorschaltgerät (10)für mindestens ein Leuchtmittel (LP), mit einem Wechselrichter (12) zur Erzeugung einer Wechselspannung (U1) mittels mindestens eines Leistungstransistors (S2), wobei die Vorrichtung eine Auswerteschaltung (14) aufweist zum Auswerten eines an einem Messwiderstand (RSH) in Serie mit dem mindestens einem Leistungstransistor (S1) abgegriffenen Messsignals hinsichtlich Stromspitzen, welche den Leistungstransistor (S2) beinträchtigen können, mit einem Differenzierglied (16) zum Erzeugen eines gefilterten Signals durch Differenzieren des Messsignals, sowie mit einer Triggerschaltung zum Erzeugen eines Ausgangssignals anhand des gefilterten Signals;
**dadurch gekennzeichnet, dass**
das Differenzierglied (16) als Hochpass zum eingangseitigen Anschluss parallel an den Messwiderstand (RSH) ausgeführt ist.

6. Vorrichtung nach Anspruch 5, **dadurch gekennzeichnet, dass** das Differenzierglied (16) als passiver Hochpass mit einer Grenzfrequenz im Bereich von 320kHz bis 8MHz, vorzugsweise im Bereich von 530kHz bis 5,3MHz, ausgeführt ist.

7. Vorrichtung nach Anspruch 5 oder 6, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Triggerschaltung als Einweg-Triggerschaltung (18) ausgeführt ist um bei Impulsen einer Polarität im hochpassgefilterten Signal nicht jedoch bei Impulsen gegengerichteter Polarität das Ausgangssignal zu ändern, so dass das Ausgangssignal störende Stromspitzen anzeigt.

8. Vorrichtung nach Anspruch 7, **dadurch gekennzeichnet, dass** einen Transistor (T1) in der Einweg-Triggerschaltung (18) vorgesehen ist, welcher eingangsseitig an das Differenzierglied (16) und ausgangseitig mit einem Kondensator (C2) verschaltet ist, um durch verzögertes Aufladen (C2) und schnelles Entladen des Kondensators (C2) oder umgekehrt das quasi digitale Ausgangssignal zu erzeugen und dass als Transistors (T1) ein BJT-Verstärker zum Betrieb in Emitterschaltung mit Arbeitspunkt im B-Betrieb angeordnet ist, so dass der Transistors (T1) nur bei Impulsen einer Polarität im hochpassgefilterten Signal zum Auf- bzw. Entladen des Kondensators (C2) schaltet.

9. Vorrichtung nach Anspruch 8, **dadurch gekennzeichnet, dass** der Kondensator (C2) der Einweg-Triggerschaltung (18) einerseits parallel zum Transistors (T1) auf Masse geschaltet ist und andererseits über einen Knotenpunkt zusammen mit dem Transistor über einen festen oder einstellbaren Widerstand (R3) an die Speisung angeschlossen ist, wobei der Widerstand (R3) deutlich größer ist als der Durchgangswiderstand des Transistors.

10. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 5 bis 9, wobei das Differenzierglied (16) als RC-Hochpass (R1, C1) ausgeführt ist, vorzugsweise mit einer Zeitkonstante $\tau$ im Bereich von 20ns bis 500ns, insbesondere im Bereich von 30ns bis 300ns.

11. Elektronisches Vorschaltgerät (10) zum Betrieb von mindestens einem Leuchtmittel (LP), umfassend
einen Wechselrichter (12) zur Erzeugung einer Wechselspannung mittels mindestens eines Leistungstransistors (S1);
eine Steuerschaltung (20) zum Ansteuern des mindestens einen Leistungstransistors (T1) des Wechselrichters; -
ein Messwiderstand (RSH) zur Erzeugung eines Messsignals, welcher in Serie mit dem mindestens einen Leistungstransistor (S1) geschaltet ist; sowie
eine Auswerteschaltung (14) zur Überwachung von Stromspitzen im elektronischen Vorschaltgerät, welche Auswerteschaltung (14)
ein Differenzierglied (16) zum Erzeugen eines gefilterten Signals durch Differenzieren des Messsignals, sowie
eine Triggerschaltung zum Erzeugen eines Ausgangssignals anhand des gefilterten Signals umfasst,
**dadurch gekennzeichnet, dass**
das Differenzierglied (16) als Hochpass ausgeführt und eingangseitig an den Messwiderstand (RSH) angeschlossen ist.

12. Elektronisches Vorschaltgerät (10) nach Anspruch 11, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Triggerschaltung als Einweg-Triggerschaltung (18) ausgeführt ist um bei Impulsen einer Polarität im gefilterten Signal nicht jedoch bei Impulsen gegengerichteter Polarität das Ausgangssignal zu ändern, so dass das Ausgangssignal störende Strom-

spitzen anzeigt.

13. Elektronisches Vorschaltgerät (10) nach Anspruch 11 oder 12, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Steuerschaltung (20) ausgeführt ist zum Ansteuern des mindestens einen Leistungstransistors (T1) in Abhängigkeit des Ausgangssignals der Auswerteschaltung (14).

14. Elektronisches Vorschaltgerät (10) nach Anspruch 11, 12 oder 13, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Auswerteschaltung (14) in die Steuerschaltung (20) integriert ist.

**Claims**

1. Method for monitoring current peaks in an electronic ballast (10) for operating at least one lamp (LP), comprising an inverter (12) for generating an alternating voltage (U1) by means of at least one power transistor (S2), said method comprising:

   evaluating a measuring signal for disturbing current peaks that may negatively influence said power transistor (S2) by means of an evaluation circuit (14),
   wherein said measuring signal is generated by a current transformer, in particular by a measuring resistance (RSH) that is connected to the power transistor (S2) of said inverter;
   differentiation of said measuring signal by means of a differentiation circuit (16)
   **characterized by**
   differentiation by means of a high pass (16) as a differentiation circuit in said evaluation circuit for generating a high pass-filtered signal and by generating an output signal on the basis of said high pass-filtered signal, preferably with a trigger circuit in said evaluation circuit changing the output signal at impulses of a polarity in the high pass-filtered signal, but not at impulses of a reversed polarity so that the output signal indicates disturbing current peaks.

2. Method according to claim 2, **characterized in that** said differentiation by means of a passive high pass (16) is performed at a cut-off frequency in the range of 320 kHz to 8 MHz, preferably in the range of 530 kHz to 5.3 MHz.

3. Method according to claim 1 or 2, **characterized in that** by switching the output signal by means of a transistor (T1) in the trigger circuit which is connected for being triggered by said differentiation circuit (16) and is connected to a capacitor (C2) on the output side thereof so that by means of said transistor (T1) said output signal is generated quasi digitally by a delayed charging (C2) and by quick discharge of said capacitor (C2) or vice versa, wherein there is operated as a transistor (T1) a BJT amplifier in an emitter circuit with a working point in class-B operation so as to cause the capacitor (C2) being charged or discharged only at impulses of a polarity in the high pass-filtered signal.

4. Method according to claim 3, **characterized by** a delayed charging of the capacitor (C2) in accordance with a predetermined or adjustable first time constant and by a quick discharge of the capacitor (C2) in accordance with a second time constant, said first time constant being clearly larger than said first time constant, preferably at a first time constant > 5ms and a second time constant $\leq 1\mu s$.

5. Device for monitoring current peaks in an electronic ballast (10) for at least one lamp (LP), comprising an inverter (12) for generating an alternating voltage (U1) by means of at least one power transistor (S2), said device comprising an evaluation circuit (14) for evaluating a measuring signal tapped at a measuring resistance (RSH) in series with at least one power transistor (S1) with regard to current peaks that may negatively influence said power transistor (S2), a differentiation circuit (16) for generating a filtered signal by differentiation of said measuring signal, and a trigger circuit for generating an output signal on the basis of said filtered signal;
   **characterized in that**
   said differentiation circuit (16) is configured as a high pass for input connection in parallel with said measuring resistance (RSH).

6. Device according to claim 5, **characterized in that** said differentiation circuit (16) is configured as a passive high pass with a cut-off frequency in the range of 320 kHz to 8 MHz, preferably in a range of 530 kHz to 5.3 MHz.

7. Device according to claim 5 or 6, **characterized in that** said trigger circuit is configured as a one-way trigger circuit (18) in order to change the output signal at impulses of a polarity in the high pass-filtered signal, but not at impulses

of a reversed polarity so that said output signal indicates disturbing current peaks.

8. Device according to claim 7, **characterized in that** a transistor (T1) is provided in said one-way trigger circuit (18) which is connected to the differentiation circuit (16) on the input side and to the capacitor (C2) on the output side in order to generate said quasi digital output signal by a delayed charging (C2) and by a quick discharge of the capacitor (C2) or vice versa, and that there is arranged as a transistor (T1) a BTJ amplifier in an emitter circuit with the operation point in the class-B operation so that the transistor (T1) switches for charging and discharging said capacitor (C2) only at impulses with polarity in the high pass-filtered signal.

9. Device according to claim 8, **characterized in that** said capacitor (C2) of the one-way trigger circuit (18) is connected to earth parallel to said transistor (T1) on the one side and is connected on the other side together with said transistor to a power supply via a junction point via a fixed or adjustable resistance (R3), said resistance (R3) being clearly higher than the contact resistance of the transistor.

10. Device according to one of the claims 5 to 9, wherein said differentiation circuit (16) is configured as an RC high pass (R1, C1), preferably with a time constant in the range of 20 ns to 500 ns, particularly in the range of 30 ns to 300 ns.

11. Electronic ballast (10) for operating at least one lamp (LP), comprising an inverter (12) for generating an alternating voltage by means of at least one power transistor (S1);
a control circuit (20) for controlling said at least one power transistor (T1) of said inverter;
a measuring resistance (RSH) for generating a measuring signal which is connected in series with said at least one power transistor (S1); and
an evaluation circuit (14) for monitoring current peaks in said electronic ballast, said evaluation circuit (14) comprising a differentiation circuit (16) for generating a filtered signal by differentiation of said measuring signal and
a trigger circuit for generating an output signal on the basis of the filtered signal,
**characterized in that**
said differentiation circuit (16) is configured as a high pass and is connected on the input side thereof to said measuring resistance (RSH).

12. Electronic ballast (10) according to claim 11, **characterized in that** said trigger circuit is configured as a one-way trigger circuit (18) in order to change the output signal at impulses of a polarity in the high pass-filtered signal, but not at impulses of a reversed polarity so that said output signal indicates disturbing current peaks.

13. Electronic ballast (10) according to claim 11 or 12, **characterized in that** said control circuit (20) is configured for controlling said at least one power transistor (T1) as a function of said evaluation circuit (14).

14. Electronic ballast (10) according to claim 11, 12, or 13, **characterized in that** said evaluation circuit (14) is integrated in said control circuit (20).

**Revendications**

1. Procédé de surveillance de pics de courant dans un ballast électronique (10) pour alimenter au moins un agent lumineux (LP), avec un convertisseur (12) pour générer une tension alternative (U1) par au moins un transistor de puissance (S2), le procédé comprenant:

l'évaluation d'un signal de mesure quant aux pics de courant perturbants pouvant perturber le transistor de puissance (S2), moyennant un circuit d'évaluation (14), ledit signal de mesure étant généré par un convertisseur, en particulier une résistance de mesure (RSH) connectée au transistor de puissance (S2) du convertisseur;
la dérivation du signal de mesure moyennant un circuit de dérivation (16),
**caractérisé**
**par** la dérivation moyennant un passe-haut (16) comme circuit de dérivation dans le circuit d'évaluation pour générer un signal filtré par le passe-haut, et
par la génération d'un signal de sortie sur base du signal filtré par le passe-haut, de préférence par un déclencheur dans le circuit d'évaluation changeant le signal de sortie en cas d'impulsions à polarité dans le signal filtré par le passe-haut mais pas en cas d'impulsions à polarité renversée, de sorte que le signal de sortie indique des pics de courant perturbants.

2. Procédé selon la revendication 1, **caractérise en ce que** la dérivation a lieu moyennant un passe-haut (16) passif à une fréquence de coupure dans le domaine de 320 kHz à 8 MHz, de préférence dans le domaine de 530 kHz à 5,3 MHz.

3. Procédé selon la revendication 1 ou 2, **caractérisé par** le changement du signal de sortie moyennant un transistor (T1) dans le déclencheur, transistor qu'est connecté pour être commandé par le circuit de dérivation (16) et est connecté à un condensateur (C2) du côté de sortie, de sorte que le signal de sortie est généré d'une manière quasi digitale à l'aide du transistor (T1) par un chargement retardé (C2) et une décharge rapide du condensateur (C2) ou vice versa, un amplificateur BJT en montage émetteur commun avec point de travail en fonctionnement en classe B étant opéré comme le transistor (T1) de sorte qu'il provoque le chargement ou la décharge du condensateur (C2) seulement en cas des impulsions à une polarité dans le signal filtré par le passe-haut.

4. Procédé selon la revendication 3, **caractérisé par** le chargement retardé du condensateur (C2) selon une première constante de temps prédéterminée ou ajustable et par la décharge rapide du condensateur (C2) selon une deuxième constante de temps, la première constante de temps étant sensiblement plus grande que la deuxième constante de temps, de préférence à une première constante de temps >5 ms et une deuxième constante de temps de $\leq 1$ $\mu$s.

5. Dispositif pour la surveillance de pics de courant dans un ballast électronique (10) pour au moins un agent lumineux (LP), avec un convertisseur (12) pour générer une tension alternative (U1) par au moins un transistor de puissance (S2), le dispositif comprenant un circuit d'évaluation (14) pour évaluer un signal de mesure prélevé à une résistance de mesure (RSH) en série avec au moins un transistor de puissance (S1) quant aux pics de courant pouvant perturber le transistor de puissance (S2), avec un circuit de dérivation (16) pour générer un signal filtré par la dérivation du signal de mesure, et un déclencheur pour générer un signal de sortie à l'aide du signal filtré;
**caractérisé en ce que**
le circuit de dérivation (16) est configuré comme un passe-haut pour la connexion parallèle à la résistance de mesure (RSH) du côté d'entrée.

6. Dispositif selon la revendication 5, **caractérisé en ce que** le circuit de dérivation (16) est configuré comme un passe-haut avec une fréquence de coupure dans le domaine de 320 kHz à 8 MHz, de préférence dans le domaine de 530 kHz à 5,3 MHz.

7. Dispositif selon la revendication 5 ou 6, **caractérisé en ce que** le déclencheur est configuré comme un déclencheur à une seule voie (18) afin de changer le signal de sortie en cas des impulsions avec une polarité dans le signal filtré par le passe-haut mais pas en cas des impulsions avec une polarité renversée, de sorte que le signal de sortie indique des pics de courant perturbants.

8. Dispositif selon la revendication 7, **caractérisé en ce que** dans le déclencheur à une seule voie (18) est prévu un transistor connecté au circuit de dérivation (16) du côté de l'entrée et au condensateur (C2) du côté de sortie, pour générer le signal de sortie quasi digital par un chargement retardé (C2) et une décharge rapide du condensateur (C2), et que comme le transistor (T1) est disposé un amplificateur BJT pour le fonctionnement dans un émetteur commun avec le point de travail dans le fonctionnement en classe B, de sorte que le transistor (T1) est connecté pour charger ou décharger le condensateur (C2) seulement en cas des impulsions avec une polarité dans le signal filtré par le passe-haut.

9. Dispositif selon la revendication 8, **caractérisé en ce que** le condensateur (C2) du déclencheur à une seule voie (18) est connecté à la terre de manière parallèle au transistor (T1) d'un côté et d'autre côté à l'alimentation via un point nodal ensemble avec le transistor et via une résistance (R3) fixe ou ajustable, la résistance (R3) étant sensiblement plus élevée que la résistivité spécifique du transistor.

10. Dispositif selon l'une des revendications 5 à 9, dans lequel le circuit de dérivation (16) est configuré comme un passe-haut RC (R1, C1), de préférence avec une constante de temps $\tau$ dans un domaine de 20 ns à 500 ns, en particulier dans un domaine de 30 ns à 300 ns.

11. Ballast électronique (10) pour alimenter au moins un agent lumineux (LP), comprenant
un convertisseur (12) pour générer une tension alternative (U1) par au moins un transistor de puissance (S1);
un circuit de commande (20) pour la commande dudit au moins un transistor de puissance (T1) du convertisseur;
une résistance de mesure (RSH) pour générer un signal de mesure et connectée en série avec ledit au moins un transistor de puissance (S1); et un circuit d'évaluation (14) pour la surveillance de pics de courant dans le ballast

électronique, ledit circuit d'évaluation (14) comprenant
un circuit de dérivation (16) pour générer un signal filtré par la dérivation du signal de mesure, et
un déclencheur pour générer un signal de sortie à l'aide du signal filtré,
**caractérisé en ce que**
le circuit de dérivation (16) est configuré comme un passe-haut et est connecté à la résistance de mesure (RSH) du côté d'entrée.

**12.** Ballast électronique (10) selon la revendication 11, **caractérisé en ce que** le déclencheur est configuré comme un déclencheur à une seule voie (18) afin de changer le signal de sortie en cas des impulsions à polarité dans le signal filtré mais pas en cas des impulsions à polarité renversée, de sorte que le signal de sortie indique des pics de courant perturbants.

**13.** Ballast électronique (10) selon la revendication 11 ou 12, **caractérisé en ce que** le circuit de commande (20) est configuré pour la commande dudit au moins un transistor de puissance (T1) en fonction du signal de sortie du circuit d'évaluation (14).

**14.** Ballast électronique (10) selon les revendications 11, 12 ou 13, **caractérisé en ce que** le circuit d'évaluation (14) est intégré dans le circuit de commande (20).

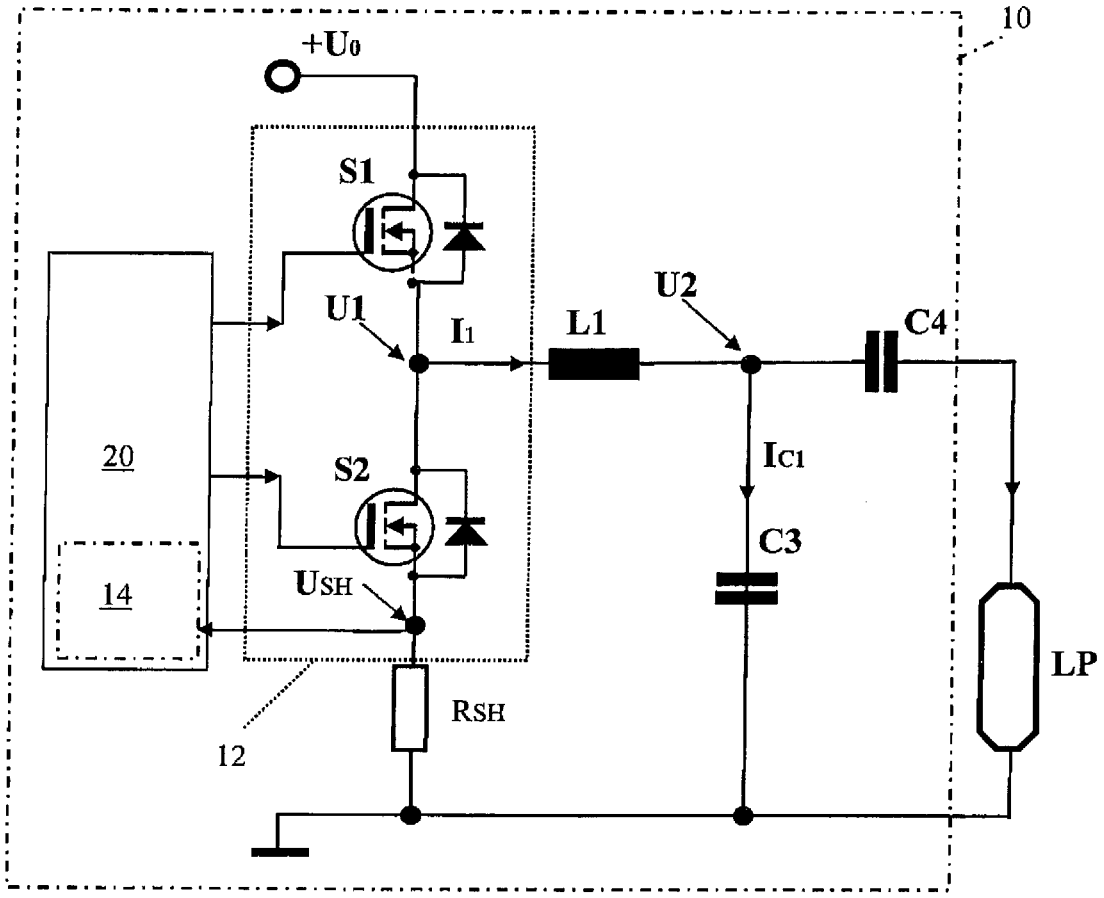

10
+U0
S1
U1
I1
L1
U2
C4
20
S2
IC1
C3
14
USH
LP
RSH
12

FIG.1

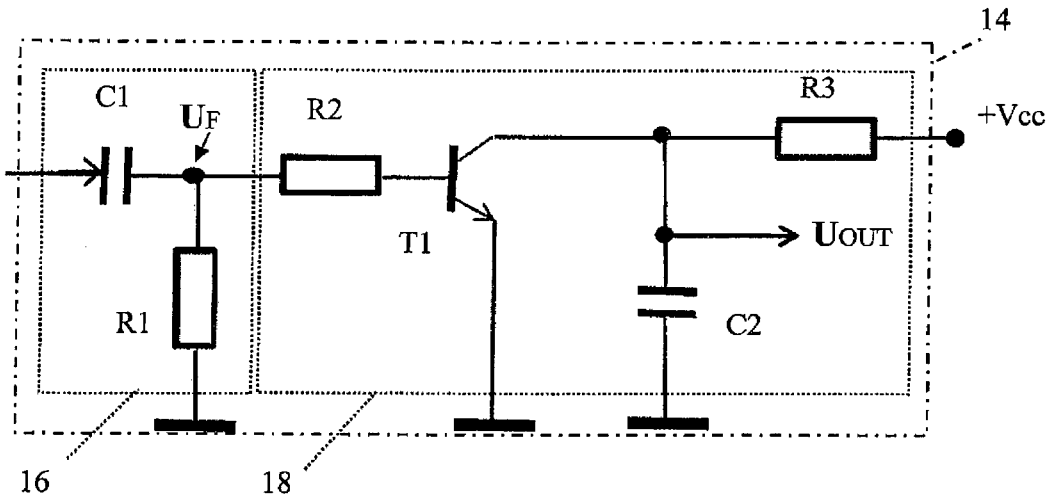

14
C1
UF
R2
R3
+Vcc
T1
UOUT
R1
C2
16
18

FIG.2

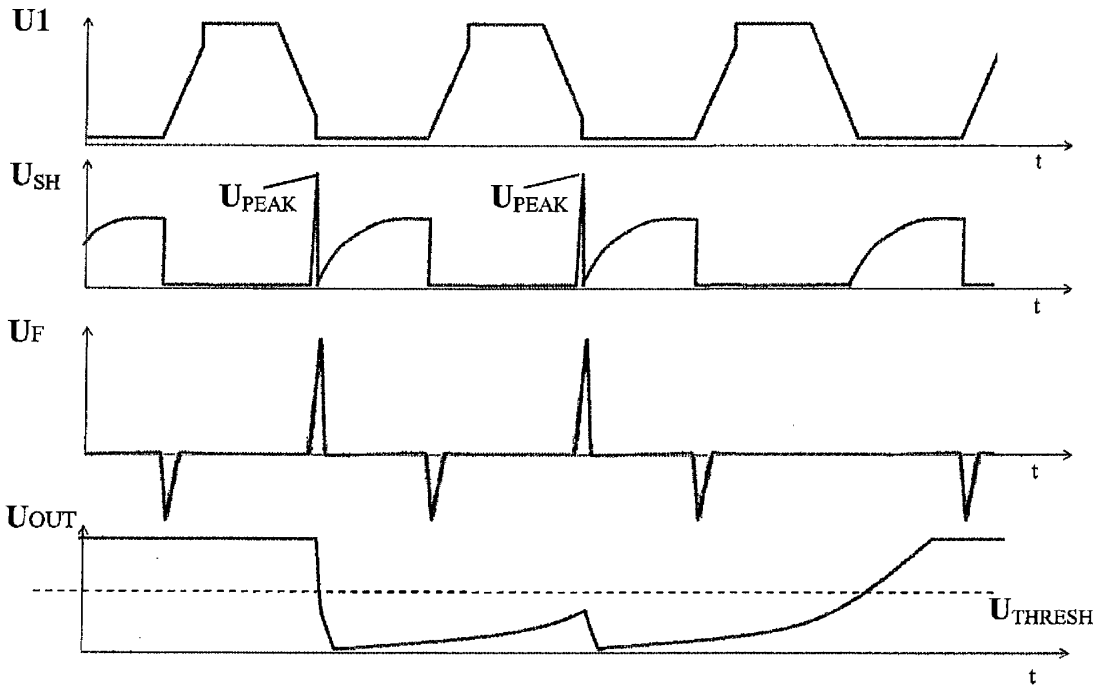



FIG.3

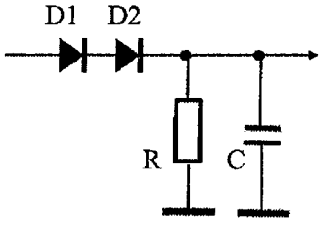



FIG.4
(Stand der Technik)

## IN DER BESCHREIBUNG AUFGEFÜHRTE DOKUMENTE

*Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde ausschließlich zur Information des Lesers aufgenommen und ist nicht Bestandteil des europäischen Patentdokumentes. Sie wurde mit größter Sorgfalt zusammengestellt; das EPA übernimmt jedoch keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.*

### In der Beschreibung aufgeführte Patentdokumente


- EP 1275276 A **[0005]**
- DE 102009047714 **[0009] [0010]**