

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

(22) Anmeldetag: 10.10.2012

(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)

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

Erfindungsgemäß erfolgt mit der Auswerteschaltung ein Differenzieren des Messsignals (U_{sh}) mittels eines Hochpass (16) zum Erzeugen eines hochpassgefilterten Signals. Anhand dieses Signals wird in der Auswerteschaltung ein Ausgangssignal (U_{out}) erzeugt. Dieses kann eine Einweg-Triggerschaltung (18) erzeugen, welche nur bei Impulsen einer bestimmten Polarität im hochpassgefilterten Signal schaltet, so dass als Ausgangssignal ein quasi digitales Ausgangssignal (U_{out}) in Funktion störender Stromspitzen bereit gestellt wird.



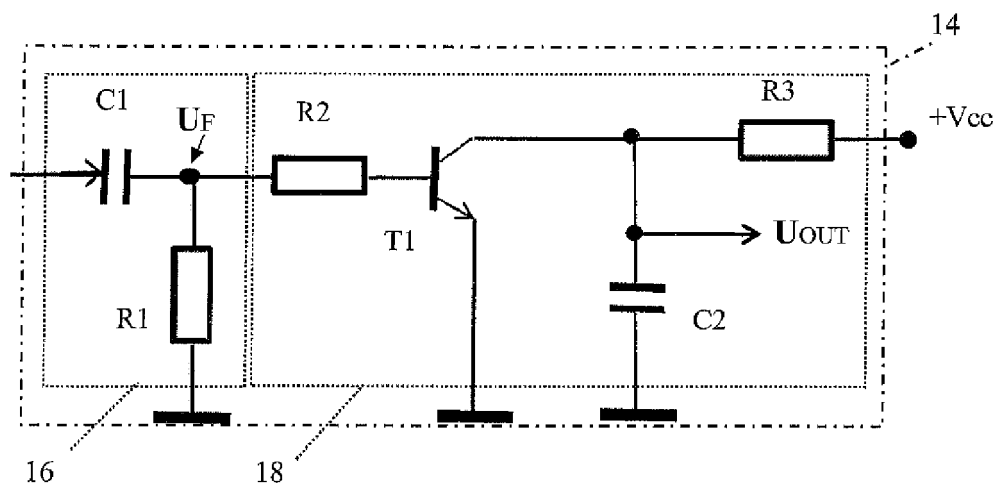


FIG.2

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. Vorrichtungsseitig wird die Aufgabe bereits durch eine

Schaltungsvorrichtung mit den Merkmalen nach Anspruch 6 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 Stromspitzen identifizierbar 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 verschiedene 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 Tran-

sistor 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 $<1\mu\text{s}$, 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 eingangsseitigen 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 τ im Bereich von 20ns bis 500ns ($20 \cdot 10^{-9}\text{s} \leq R \cdot C \leq 500 \cdot 10^{-9}\text{s}$), 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. Basisanschlusses 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-Trigger-schaltung 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 Speisepannung $+V_{CC}$ 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 $R3 \cdot C2$ deutlich größer ist, typisch einige Millisekunden, als die durch den Durchlasswiderstand (Kollektor-Emitter-Widerstand) des Transistors bedingte Zeitkonstante $P_{CE} \cdot C3$, 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 Spannungscurve 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 temperaturu-

nabhängig.

Bezugszeichenliste

[0041] FIG. 1-2

10	Vorschaltgerät
12	Wechselrichter
14	Auswerteschaltung
16	Differenzierglied
18	Einweg-Triggerschaltung
20	Steuerschaltung
C1... C4	Kondensator
L1	Drosselspule
LP	Lampe
R1 ... R3	Widerstand
S1, S2	Leistungstransistor
T1	Transistor (bspw. BJT)

[0042] FIG. 3

U1	Wechselspannung
U _{SH}	Messsignal
U _F	gefiltertes Signal
U _{PEAK}	Spannungsspitze
U _{OUT}	Ausgangssignal
U _{THRESH}	Schwellenspannung

[0043] FIG.4 (Stand der Technik)

D1... D2	Diode
R	Widerstand
C	Kondensator

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:

- 5 Auswerten eines Messsignals hinsichtlich störender Stromspitzen, welche den Leistungstransistor (S2) beeinträchtigen können, mittels einer Auswerteschaltung (14), wobei das Messsignal von einem Stromwandler (RSH) erzeugt wird, welcher mit dem Leistungstransistor (S2) des Wechselrichters verbunden ist;
Differenzieren des Messsignals mittels eines Differenzierglieds (16) zwecks anschließender Erzeugung eines Ausgangssignals
10 **gekennzeichnet durch**
Differenzieren mittels eines Hochpass (16) als Differenzierglied in der Auswerteschaltung zum Erzeugen eines hochpassgefilterten Signals, und **durch**
20 Erzeugen eines Ausgangssignals anhand des hochpassgefilterten Signals, wobei vorzugsweise eine Einweg-Triggerschaltung (18) 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 Einweg-Triggerschaltung (18), 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 ($C2 \cdot R3$) und schnelles Entladen des Kondensators (C2) gemäß einer zweiten Zeitkonstante wobei die erste Zeitkonstante ($C2 \cdot R3$) deutlich größer ist als die zweite Zeitkonstante, vorzugsweise mit einer ersten Zeitkonstante ($C2 \cdot R3$) $> 5\text{ms}$ und einer zweiten Zeitkonstante $\leq 1\mu\text{s}$.

5. Vorrichtung 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 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) beeinträchtigen können, mit einem Differenzierglied (16) zum Erzeugen eines gefilterten Signals durch Differenzieren des Messsignals, sowie mit einer Triggerschaltung (18) zum Erzeugen eines Ausgangssignals anhand des gefilterten Signals;
dadurch gekennzeichnet, dass
das Differenzierglied (16) als Hochpass zum ein- gangseitigen Anschluss parallel an den Messwider- stand (RSH) ausgeführt ist.
6. Vorrichtung nach Anspruch 5, **dadurch gekenn- zeichnet, dass** das Differenzierglied (16) als passi- ver 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 ge- kennzeichnet, dass** wobei die Triggerschaltung (18) als Einweg-Triggerschaltung (18) ausgeführt ist um bei Impulsen einer Polarität im hochpassgefilter- ten Signal nicht jedoch bei Impulsen gegengerichte- ter Polarität das Ausgangssignal zu ändern, so dass das Ausgangssignal störende Stromspitzen anzeigt.
8. Vorrichtung nach Anspruch 7, **dadurch gekenn- zeichnet, dass** einen Transistor (T1) in der Einweg- Triggerschaltung (18) vorgesehen ist, welcher ein- gangsseitig an das Differenzierglied (16) und aus- gangsseitig mit einem Kondensator (C2) verschaltet ist, um durch verzögertes Aufladen (C2) und schnel- les 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 hochpassgefilter- ten Signal zum Auf- bzw. Entladen des Kondensa- tors (C2) schaltet.
9. Vorrichtung nach Anspruch 8, **dadurch gekenn- zeichnet, dass** der Kondensator (C2) der Einweg- Triggerschaltung (18) einerseits parallel zum Tran- sistors (T1) auf Masse geschaltet ist und anderer- seits über einen Knotenpunkt zusammen mit dem Transistor über einen festen oder einstellbaren Wi- derstand (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 10, wo- bei das Differenzierglied (16) als RC-Hochpass (R1, C1) ausgeführt ist, vorzugsweise mit einer Zeitkon- stante τ im Bereich von 20ns bis 500ns, insbeson- dere 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 Lei- stungstransistors (S1);
eine Steuerschaltung (20) zum Ansteuern des min- destens einen Leistungstransistors (T1) des Wech- selrichters;
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, wel- che Auswerteschaltung (14)
ein Differenzierglied (16) zum Erzeugen eines gefil- terten Signals durch Differenzieren des Messsi- gnals, sowie eine Triggerschaltung (18) zum Erzeu- gen 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 Trigger- schaltung als Einweg-Triggerschaltung (18) ausge- führt ist um bei Impulsen einer Polarität im gefilterten Signal nicht jedoch bei Impulsen gegengerichteter Polarität das Ausgangssignal zu ändern, so dass das Ausgangssignal störende Stromspitzen 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 Auswerte- schaltung (14).
14. Elektronisches Vorschaltgerät (10) nach Anspruch 11, 12 oder 13, **dadurch gekennzeichnet, dass** die Auswerteschaltung (14) in die Steuerschaltung (20) integriert ist.

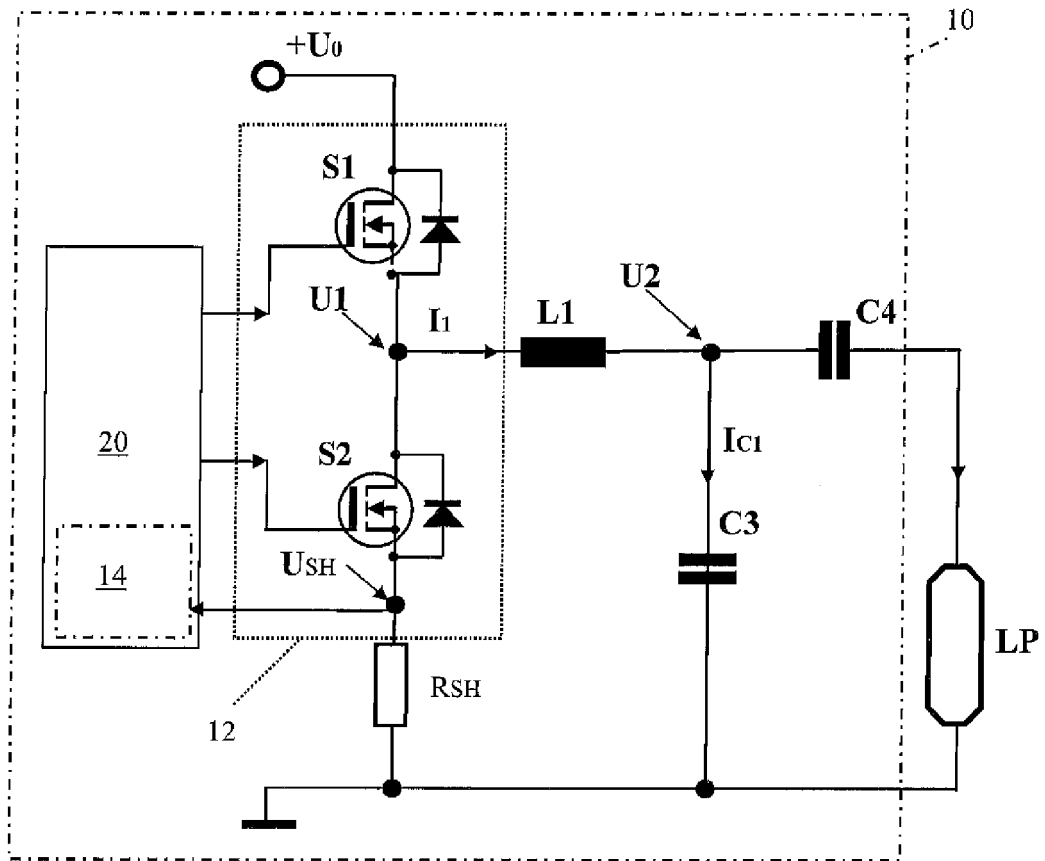


FIG.1

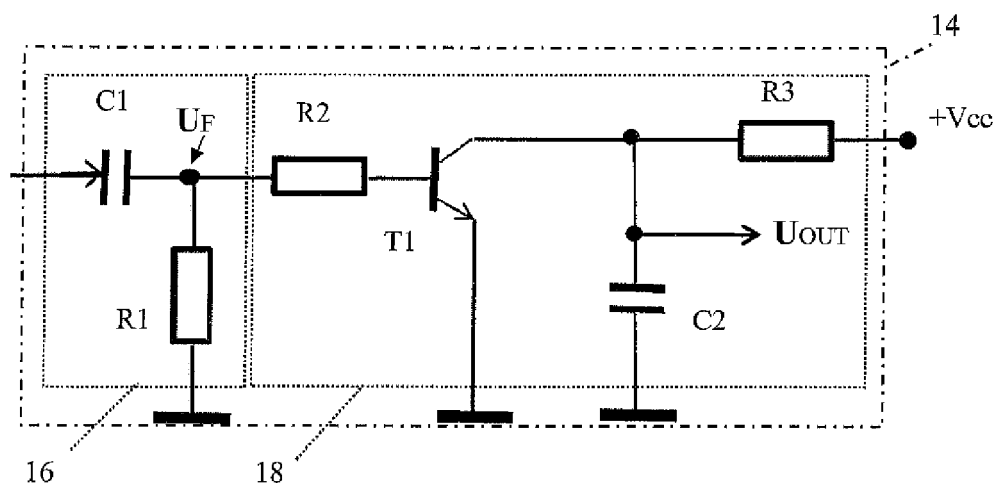


FIG.2

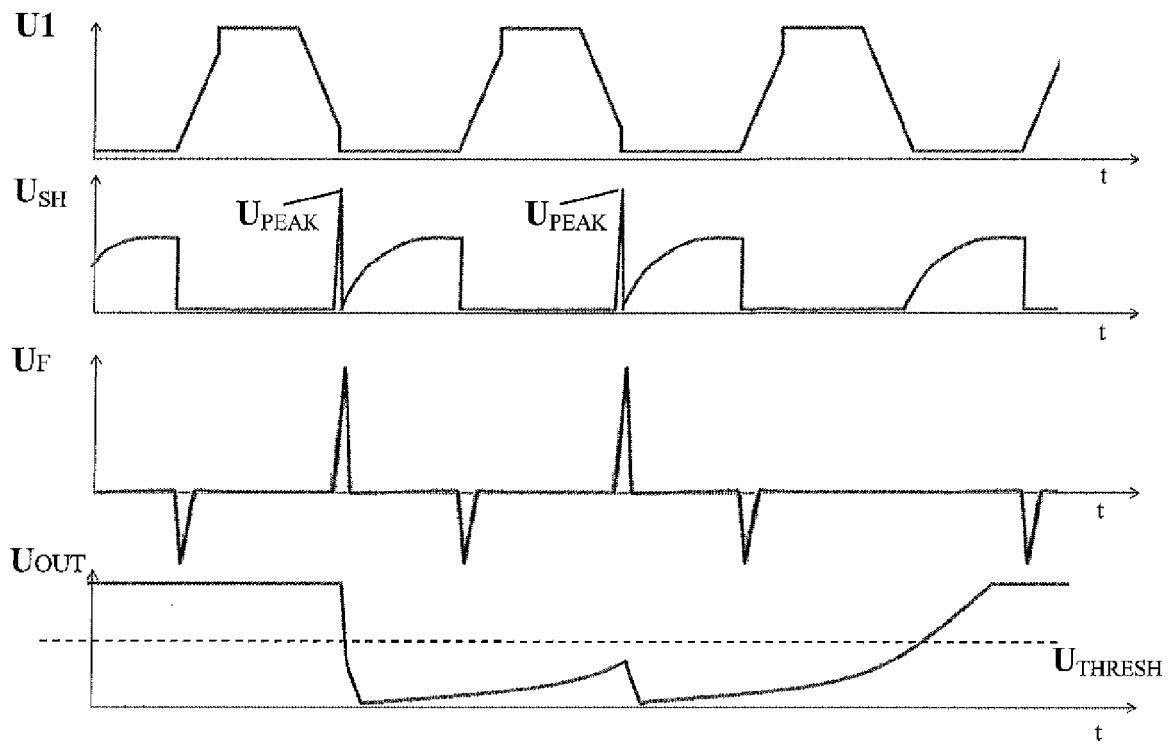


FIG.3

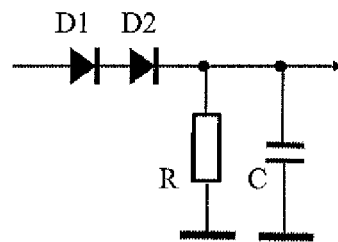


FIG.4
(Stand der Technik)



EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung
EP 12 18 8018

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (IPC)
Y,D	DE 10 2009 047714 A1 (OSRAM GMBH [DE]) 16. Juni 2011 (2011-06-16) * Absatz [0026] - Absatz [0034] *	1-15	INV. H05B41/285
Y	US 6 016 257 A (CHANG CHIN [US] ET AL) 18. Januar 2000 (2000-01-18) * Spalte 7, Zeile 50 - Spalte 8, Zeile 25 *	1-15	
			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (IPC)
			H05B
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort München		Abschlußdatum der Recherche 29. Januar 2013	Prüfer Kahn, Klaus-Dieter
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : mündliche Offenbarung P : Zwischenliteratur		T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus anderen Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument	

1
EPO FORM 1503 03.82 (P04C03)

**ANHANG ZUM EUROPÄISCHEN RECHERCHENBERICHT
ÜBER DIE EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG NR.**

EP 12 18 8018

In diesem Anhang sind die Mitglieder der Patentfamilien der im obengenannten europäischen Recherchenbericht angeführten Patentedokumente angegeben.

Die Angaben über die Familienmitglieder entsprechen dem Stand der Datei des Europäischen Patentamts am
Diese Angaben dienen nur zur Unterrichtung und erfolgen ohne Gewähr.

29-01-2013

Im Recherchenbericht angeführtes Patentedokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
DE 102009047714 A1	16-06-2011	AU 2010330179 A1	21-06-2012
		DE 102009047714 A1	16-06-2011
		EP 2484184 A1	08-08-2012
		WO 2011069813 A1	16-06-2011

US 6016257 A	18-01-2000	CN 1241321 A	12-01-2000
		EP 0935844 A1	18-08-1999
		JP 2001502160 A	13-02-2001
		US 6016257 A	18-01-2000
		WO 9908373 A2	18-02-1999

EPO FORM P0461

Für nähere Einzelheiten zu diesem Anhang : siehe Amtsblatt des Europäischen Patentamts, Nr.12/82

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]