



(11) EP 2 124 510 A1

(12)

## EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(43) Veröffentlichungstag:  
25.11.2009 Patentblatt 2009/48

(51) Int Cl.:  
**H05B 41/282** (2006.01)      **H05B 41/295** (2006.01)  
**H05B 41/298** (2006.01)

(21) Anmeldenummer: 08009105.1

(22) Anmeldetag: 16.05.2008

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

(71) Anmelder: **Infineon Technologies Austria AG  
9500 Villach (AT)**

(72) Erfinder: **Feldtkeller, Martin  
81543 München (DE)**

(74) Vertreter: **Bickel, Michael  
Westphal, Mussgnug & Partner  
Patentanwälte  
Herzog-Wilhelm-Strasse 26  
80331 München (DE)**

### (54) Verfahren zur Ansteuerung einer Leuchtstofflampe und Lampenvorschaltgerät

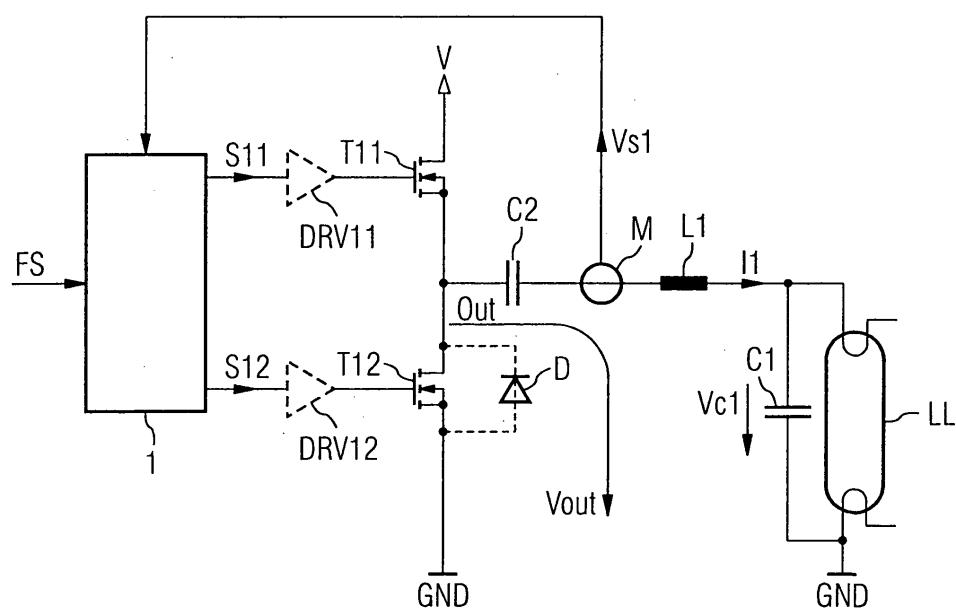
(57) Beschrieben ist ein Verfahren zum Ansteuern einer Leuchtstofflampe (LL), die an einen Reihenschwingkreis mit einer Schwingkreisinduktivität (L1) und einer Schwingkreiskapazität (C1) angeschlossen ist, mit folgenden Verfahrensschritten:  
Anlegen einer Anregungswechselspannung mit einer Anregungsfrequenz an den Reihenschwingkreis (L1, C1) unter Verwendung einer Halbbrückenschaltung (T11, T12), die einen Ausgang (OUT) aufweist, an den der Reihenschwingkreis gekoppelt ist, und die einen ersten und einen zweiten Schalter (T11, T12) aufweist, die mit einer durch ein Frequenzsignal (FS) vorgegebenen Grundfre-

quenz oder mit einer gegenüber der Grundfrequenz erhöhten Frequenz leitend und sperrend angesteuert werden;

Erfassen eines den Schwingkreis durchfließenden Schwingkreisstroms, und

Ansteuern der Schalter (T11, T12) mit der Grundfrequenz oder mit der gegenüber der Grundfrequenz erhöhten Frequenz abhängig von einer zeitlichen Änderung des Schwingkreisstromes (I1) zwischen zwei zeitlich beabstandeten Auswertezeitpunkten (t1, t2), die innerhalb einer Einschaltdauer eines der Schalter (T11, T12) liegen.

FIG 1



**Beschreibung**

**[0001]** Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren zur Ansteuerung einer Leuchtstofflampe, insbesondere zum Zünden der Leuchtstofflampe, und ein Lampenvorschaltgerät.

5 **[0002]** Lampenvorschaltgeräte für Leuchtstofflampen oder Gasentladungslampen weisen üblicherweise eine Halbbrückenschaltung und einen an die Halbbrückenschaltung angeschlossenen Serienschwingkreis, der an die Leuchtstofflampe anschließbar ist, auf. Die Halbbrückenschaltung dient hierbei zum Anregen des Serienschwingkreises und erzeugt hierfür eine Wechselspannung aus einer über der Halbbrücke anliegenden Gleichspannung.

10 **[0003]** Wie beispielsweise in der DE 10 2004 037 389 A1 beschrieben ist, umfasst eine Startphase eines Lampenvorschaltgerätes eine Vorwärmphase und eine Zündphase zum Zünden der Lampe. Während der Vorwärmphase werden Glühwendeln der Lampe aufgeheizt, indem eine Frequenz der Wechselspannung, die nachfolgend als Anregungsfrequenz bezeichnet wird, so eingestellt wird, dass sie oberhalb der Resonanzfrequenz des Serienschwingkreises liegt. Während der Zündphase wird die Anregungsfrequenz zunehmend in Richtung der Resonanzfrequenz des Schwingkreises verringert, mit dem Ziel durch eine Resonanzüberhöhung eine Spannung über der Leuchtstofflampe so weit zu erhöhen, dass eine Zündspannung der Lampe erreicht wird und die Lampe zündet. Während einer Brennphase nach einem Zünden der Lampe kann die Anregungsfrequenz dann noch weiter verringert werden.

15 **[0004]** Während der Zündphase sollte hierbei einerseits sichergestellt sein, dass die Spannung über der Lampe bis auf den Wert der Zündspannung ansteigen kann. Andererseits sollte aus Sicherheitsgründen gewährleistet sein, dass die Spannung nicht beliebig weit ansteigt, beispielsweise dann, wenn die Lampe aufgrund eines Defekts nicht zündet oder wenn keine Lampe an den Schwingkreis angeschlossen ist. In der US 6,525,492 wird hierzu vorgeschlagen, einen Strom durch die Halbbrücke zu erfassen und die Halbbrücke sofort abzuschalten, wenn der Strom einen vorgegebenen Schwellenwert übersteigt.

20 **[0005]** Aus Kostengründen wird die Spule des Resonanzschwingkreises häufig so dimensioniert, dass diese bereits in der Nähe ihrer magnetischen Sättigung arbeitet, wenn die Lampenspannung im Bereich der Zündspannung liegt. Beim Übergang in den Sättigungsbereich reduziert sich bekanntlich die effektive Induktivität einer Spule. Wird während des Zündvorgangs eine Anregungsfrequenz erreicht, bei der die Spule beginnt, in Sättigung zu gehen, so erhöht sich die Resonanzfrequenz des Reihenschwingkreises bedingt durch die sich verringende Induktivität der Spule, und ein Abstand zwischen der momentanen Anregungsfrequenz und der Resonanzfrequenz verringert sich. Bei gleichbleibender Anregungsfrequenz steigt die Spannung dadurch weiter an, die Spule geht weiter in Sättigung und die Resonanzfrequenz 25 nähert sich weiter der momentanen Anregungsfrequenz an. Durch diesen erläuterten Mitkopplungseffekt können sich Instabilitäten bei der Einstellung der Zündspannung ergeben.

30 **[0006]** In der EP 1 333 707 A1 ist ein Lampenvorschaltgerät beschrieben, das eine Halbbrücke mit zwei Schaltern aufweist, die wechselweise leitend und sperrend angesteuert werden. Während einer Zündphase wird bei diesem Vorschaltgerät ein Strom durch die Halbbrücke jeweils während der Einschaltzeit eines ersten der beiden Schalter ermittelt, und dieser erste Schalter wird dann vorzeitig gesperrt, wenn der Halbbrückenstrom einen vorgegebenen Schwellenwert 35 übersteigt.

**[0007]** Weitere Verfahren zur Regelung der Zündspannung in einem Lampenvorschaltgerät sind beispielsweise in der EP 1 337 133 A2, der EP 0 474 287 B1, der EP 1 066 739 B1, der EP 1 776 000 A2, der US 6,525,492 B2 oder der US 6,617,805 B2 beschrieben.

40 **[0008]** Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, ein Verfahren zur Ansteuerung einer Leuchtstofflampe, das ein sicheres Zünden einer intakten Leuchtstofflampe gewährleistet und eine Lampenspannung hierbei zuverlässig zu hohen Spannungswerten hin begrenzt, und ein Lampenvorschaltgerät zur Verfügung zu stellen.

**[0009]** Diese Aufgabe wird durch Verfahren nach Anspruch 1 und durch ein Lampenvorschaltgerät nach Anspruch 10 gelöst.

45 **[0010]** Ein Beispiel eines Verfahrens zum Ansteuern einer Leuchtstofflampe, die an einen Reihenschwingkreis mit einer Schwingkreisinduktivität und einer Schwingkreiskapazität angeschlossen ist, weist auf: Anlegen einer Anregungswechselspannung mit einer Anregungsfrequenz an den Reihenschwingkreis unter Verwendung einer Halbbrückenschaltung, die einen Ausgang aufweist, an den der Reihenschwingkreis gekoppelt ist, und die einen ersten und einen zweiten Schalter aufweist, die mit einer durch ein Frequenzsignal vorgegebenen Grundfrequenz oder mit einer gegenüber der Grundfrequenz geringeren Frequenz leitend und sperrend angesteuert werden; Erfassen eines den Schwingkreis durchfließenden Schwingkreisstroms; und Ansteuern der Schalter mit der Grundfrequenz oder mit der gegenüber der Grundfrequenz geringeren Frequenz abhängig von einer zeitlichen Änderung des Schwingkreisstromes zwischen zwei zeitlich 50 beabstandeten Auswertezzeitpunkten, die innerhalb einer Einschaltzeit eines der Schalter liegen.

55 **[0011]** Ein Beispiel eines Lampenvorschaltgeräts weist auf: einen Reihenschwingkreis mit Anschlussklemmen zum Anschließen einer Leuchtstofflampe; eine Halbbrückenschaltung mit einem ersten und einem zweiten Schalter und mit einem Ausgang, der an den Reihenschwingkreis angeschlossen ist; eine Ansteuerschaltung die einen ersten und einen zweiten Betriebszustand annehmen kann und die dazu ausgebildet ist, den ersten und zweiten Schalter abwechselnd leitend und sperrend mit einer von einem Frequenzsignal abhängigen Grundfrequenz oder mit einer gegenüber der

Grundfrequenz geringeren Frequenz anzusteuern, und dazu ausgebildet ist einen Strom durch den Schwingkreis zu erfassen und abhängig von einer zeitlichen Änderung des Schwingkreisstromes zwischen zwei zeitlich beabstandeten Auswertezeitpunkten, die innerhalb einer Einschaltzeitdauer eines der Schalter liegen, die Schalter mit der Grundfrequenz oder mit einer gegenüber der Grundfrequenz geringeren Frequenz anzusteuern.

**[0012]** Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung werden nachfolgend anhand von Figuren näher erläutert. In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, dass die Figuren lediglich zur Erläuterung der Erfindung dienen und dass in dargestellten Schaltbildern lediglich die zum Verständnis der Erfindung erforderlichen Schaltungskomponenten dargestellt sind.

- 10 Figur 1 veranschaulicht den grundsätzlichen Aufbau eines Lampenvorschaltgeräts gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung zur Ansteuerung einer Leuchtstofflampe, das eine Halbbrücke mit zwei Schaltern und einen an die Halbbrücke gekoppelten Reihenschwingkreis aufweist.
- 15 Figur 2 veranschaulicht ein Beispiel eines durch das Lampenvorschaltgerät realisierten Verfahrens zur Ansteuerung der Leuchtstofflampe anhand ausgewählter, in dem Lampenvorschaltgerät auftretender Signale.
- Figur 3 zeigt eine erste Möglichkeit zur Erfassung eines Stromes durch den Reihenschwingkreis.
- Figur 4 zeigt eine zweite Möglichkeit zur Erfassung des Stromes durch den Reihenschwingkreis.
- 20 Figur 5 zeigt ein Blockschaltbild eines Lampenvorschaltgeräts, das einen Oszillator, eine Ansteuersignalerzeugungsschaltung und eine Einschaltzeitdauerregelschaltung aufweist.
- Figur 6 veranschaulicht zeitliche Verläufe einiger in dem Lampenvorschaltgerät vorkommender Signale.
- 25 Figur 7 veranschaulicht Realisierungsbeispiele des Oszillators und der Ansteuersignalerzeugungsschaltung.
- Figur 8 veranschaulicht die Funktionsweise der Ansteuersignalerzeugungsschaltung anhand von Signalverläufen.
- 30 Figur 9 zeigt ein Beispiel einer Auswerteschaltung der Einschaltzeitdauerregelschaltung.
- Figur 10 veranschaulicht ein erstes Beispiel einer Funktionsweise einer in der Auswerteschaltung vorhandenen Vergleichswertzeugungsschaltung anhand von Signalverläufen.
- 35 Figur 11 veranschaulicht ein zweites Beispiel einer Funktionsweise einer in der Auswerteschaltung vorhandenen Vergleichswertzeugungsschaltung anhand von Signalverläufen.
- Figur 12 veranschaulicht ein erstes Beispiel der Vergleichswertzeugungsschaltung.
- 40 Figur 13 veranschaulicht die Funktionsweise einer Stromquelle einer Zeitmessanordnung der Einschaltzeitdauerregelschaltung.
- Figur 14 zeigt ein Beispiel dieser Stromquelle.
- 45 Figur 15 veranschaulicht ein zweites Beispiel der Vergleichswertzeugungsschaltung.
- Figur 16 veranschaulicht die Funktionsweise dieser Vergleichswertzeugungsschaltung.
- 50 Figur 17 veranschaulicht die Funktionsweise des Lampenvorschaltgeräts während eines Zündvorgangs anhand von Signalverläufen.
- Figur 18 veranschaulicht die Funktionsweise eines Beispiels eines Lampenvorschaltgeräts anhand von Signalverläufen.
- [0013]** In den Figuren bezeichnen, sofern nicht anders angegeben, gleiche Bezugszeichen gleiche Schaltungskomponenten und Signale mit gleicher Bedeutung.
- [0014]** Figur 1 zeigt ein Beispiel einer Ansteuerschaltung zur Ansteuerung einer Leuchtstofflampe LL. Diese, auch als Lampenvorschaltgerät bezeichnete Ansteuerschaltung umfasst einen Reihenschwingkreis mit einer Schwingkreisinduk-

tivität L1 und einer in Reihe zu der Schwingkreisinduktivität L1 geschalteten Schwingkreiskapazität C1. Während des Betriebs des Lampenvorschaltgeräts ist eine Leuchtstofflampe LL über Heizwendeln an den Reihenschwingkreis gekoppelt. Die Leuchtstofflampe LL kann Bezug nehmend auf Figur 1 hierzu parallel zu der Schwingkreiskapazität C1 geschaltet werden. Der Schwingkreiskapazität C1 abgewandte freie Enden der Heizwendeln können in nicht näher dargestellter Weise an eine Heizschaltung angeschlossen werden.

**[0015]** Das Lampenvorschaltgerät weist außerdem eine Halbbrückenschaltung mit einem ersten und einem zweiten Schalter T11, T12 auf, die jeweils einen Ansteueranschluss und Laststrecken aufweisen. Die Laststrecken der Schalter T11, T12 sind hierbei in Reihe zueinander zwischen Klemmen für ein positives Versorgungspotential V und ein negatives Versorgungspotential bzw. Bezugspotential GND geschaltet. Die Halbbrückenschaltung weist einen Ausgang OUT auf, der durch einen den Laststrecken der Schalter T11, T12 gemeinsamen Knoten gebildet ist und an den der Reihenschwingkreis L1, C1 gekoppelt ist. Der Reihenschwingkreis L1, C1 ist hierbei zwischen den Ausgang OUT und die Klemme für das zweite Versorgungspotential GND geschaltet. Zwischen den Ausgang OUT und den Reihenschwingkreis L1, C1 ist in dem Beispiel ein Koppelkondensator C2 geschaltet, der dazu dient, Gleichanteile an einer durch die Halbbrückenschaltung T11, T12 erzeugten Anregungswechselspannung Vout für den Reihenschwingkreis L1, C1 abzublocken.

**[0016]** Die Halbbrückenschaltung T11, T12 dient zum Anlegen einer Anregungswechselspannung mit einer Anregungsfrequenz an den Reihenschwingkreis. Die Schalter T11, T12 werden während des Betriebs durch eine noch zu erläuternde Ansteuerschaltung 1 hierzu wechselseitig leitend und sperrend angesteuert. Bei leitend angesteuertem ersten Schalter T11, der auch als High-Side-Schalter oder oberer Halbbrückenschalter bezeichnet wird, und sperrend angesteuertem zweiten Schalter T12, der auch als Low-Side-Schalter oder unterer Halbbrückenschalter bezeichnet wird, liegt eine Spannung über dem Reihenschwingkreis L1, C1 an, die der zwischen den Versorgungspotentialklemmen anliegenden Versorgungsspannung entspricht. Bei sperrendem High-Side-Schalter T11 und leitendem Low-Side-Schalter T12 ist die Spannung über dem Reihenschwingkreis annähernd Null.

**[0017]** Die Schalter T11, T12 der Halbbrückenschaltung sind bei dem in Figur 1 dargestellten Lampenvorschaltgerät als n-leitende MOSFET ausgebildet, die jeweils einen Gate-Anschluss als Steueranschluss sowie Drain- und Source-Anschlüsse als Laststreckenanschlüsse aufweisen. In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, dass beliebige Schalter als Schalter der Halbbrückenschaltung eingesetzt werden können, insbesondere andere Halbleiterschalter wie p-leitende MOSFET oder IGBT. Es besteht insbesondere die Möglichkeit, komplementäre Halbleiterschalter einzusetzen, beispielsweise den High-Side-Schalter T11 als p-MOSFET und den Low-Side-Schalter T12 als n-MOSFET zu realisieren.

**[0018]** Insbesondere zur sicheren Vermeidung von Querströmen erfolgt eine Ansteuerung der Schalter T11, T12 derart, dass zwischen der sperrenden Ansteuerung des einen Schalters und der leitenden Ansteuerung des anderen Schalters eine Wartezeit, die sogenannte Totzeit, abgewartet wird. Ein Freilaufstrom des Reihenschwingkreises kann während dieser Totzeit durch ein parallel zu dem Low-Side-Schalter geschaltetes Freilaufelement, wie beispielsweise eine Diode D, übernommen werden. Bei Verwendung eines n-leitenden MOSFET als Low-Side-Schalter kann eine in dem MOSFET integrierte Body-Diode diese Freilauffunktion erfüllen, so dass auf ein externes Freilaufelement verzichtet werden kann.

**[0019]** Zur Ansteuerung der Schalter T11, T12 der Halbbrückenschaltung ist eine Ansteuerschaltung 1 vorhanden, die ein erstes Ansteuersignal S11 zur Ansteuerung des High-Side-Schalters T11 und ein zweites Ansteuersignal S12 zur Ansteuerung des Low-Side-Schalters T12 erzeugt. Optional sind den Ansteueranschlüssen der Schalter T11, T12 Treiberschaltungen DRV11, DRV12 vorgeschaltet, die dazu dienen, Signalpegel der Ansteuersignale S11, S12 auf solche Signalpegel umzusetzen, die zur Ansteuerung der Schalter T11, T12 geeignet sind.

**[0020]** Der Ansteuerschaltung 1 ist ein Frequenzsignal FS zugeführt, das die Frequenz bestimmt, mit welcher die Schalter T11, T12 wechselseitig angesteuert werden, und das damit die Anregungsfrequenz des Reihenschwingkreises L1, C1 bestimmt. Dieses Frequenzsignal FS wird in nicht näher dargestellter Weise beispielsweise durch eine zentrale Steuerschaltung, die den Betrieb des Lampenvorschaltgeräts steuert, erzeugt.

**[0021]** Zeitliche Verläufe der durch die Ansteuerschaltung 1 erzeugten ersten und zweiten Ansteuersignale S11, S12 sind beispielhaft in Figur 2 dargestellt. Ohne die Erfindung hierauf zu beschränken wird für die nachfolgende Erläuterung angenommen, dass diese Ansteuersignale S11, S12 zweiwertige Signale sind, die wechselweise einen Einschaltpegel und einen Ausschaltpegel annehmen und dass die Schalter T11, T12 bei einem Einschaltpegel des jeweiligen Ansteuersignals S11, S12 leiten und bei einem Ausschaltpegel des jeweiligen Ansteuersignals sperren. Zu Zwecken der nachfolgenden Erläuterung sei angenommen, dass der Einschaltpegel ein High-Pegel und der Ausschaltpegel ein Low-Pegel des jeweiligen Ansteuersignals S11, S12 ist.

**[0022]** Während einer Ansteuerperiode, die in Figur 2 mit  $T_p$  bezeichnet ist, erfolgt aufeinanderfolgend eine leitende Ansteuerung des ersten Schalters T11 für eine erste Einschaltzeit T1 und eine leitende Ansteuerung des zweiten Schalters T12 für eine zweite Einschaltzeit T2. Die Anregungsfrequenz f der über die Halbbrückenschaltung T11, T12 an den Reihenschwingkreis L1, C1 angelegten Spannung entspricht hierbei dem Kehrwert der Periodendauer, so dass gilt:  $f = 1/T_p$ .

**[0023]** Zwischen zwei aufeinanderfolgenden Einschaltzeiten T11, T12, während denen jeweils eines der Ansteuer-

signale S11, S12 einen Einschaltpegel annimmt, gibt es eine Wartezeit, die nachfolgend als Totzeit bezeichnet wird, während der beide Ansteuersignale S11, S12 einen Ausschaltpegel annehmen. Td1 bezeichnet in Figur 2 eine erste Totzeit nach einer Einschaltzeit des ersten Schalters T11 und vor einer Einschaltzeit des zweiten Schalters T12. Td2 bezeichnet eine zweite Totzeit nach einer Einschaltzeit des zweiten Schalters T12 und vor einer Einschaltzeit des ersten Schalters T11. Aus Gründen einer vereinfachten Darstellung sind die Ansteuersignale S11, S12 in Figur 2 als rechteckförmige Signale mit unendlich steil verlaufenden Signalflanken dargestellt. Tatsächlich besitzen diese Signale selbstverständlich Schaltflanken mit einer endlichen Flankensteilheit. Die Totzeiten Td1, Td2 stellen sicher, dass die beiden Schalter T11, T12 nicht gleichzeitig leiten, so dass Querströme sicher vermieden werden.

**[0024]** In Figur 2 ist zusätzlich zu den Ansteuersignalen S11, S12 der zeitliche Verlauf eines Stromes I1 durch die Reihenschaltung bzw. eines Strommesssignals, das durch eine in den Reihenschwingkreis geschaltete Messanordnung erzeugt wird, dargestellt. Dieses Strommesssignal Vs1, ist hierbei wenigstens annähernd proportional zu dem Schwingkreisstrom I1. Figur 2 zeigt den zeitlichen Verlauf dieses Stromes I1 für einen Zeitraum vor einem Zünden der Leuchtstofflampe LL. Der Strom I1 durch den Reihenschwingkreis verläuft hierbei wenigstens annähernd sinusförmig, die Frequenz dieses sinusförmigen Signalverlaufs entspricht der Anregungsfrequenz f. Zum Zünden der Leuchtstofflampe wird die Anregungsfrequenz gesteuert durch das Frequenzsignal FS ausgehend von einem Anfangswert, der oberhalb einer Resonanzfrequenz des Schwingkreises L1, C1 liegt, nach und nach verringert. Dies ist gleichbedeutend mit einer Verlängerung der Periodendauer Tp und damit mit einer Verlängerung der ersten und zweiten Einschaltzeiten T1, T2. Die Totzeiten Td1, Td2 können hierbei unabhängig von den Einschaltzeiten T1, T2 sein und können einen vorgegebenen konstanten Wert aufweisen. Die Totzeiten können jedoch auch variabel sein.

**[0025]** Eine Verringerung der Anregungsfrequenz der den Schwingkreis L1, C1 anregenden Wechselspannung in Richtung der Resonanzfrequenz bewirkt eine Vergrößerung eines maximalen Amplitudenwertes des den Reihenschwingkreis durchfließenden Stromes I1 bzw. einer über dem Schwingkreiskondensator C1 anliegenden Wechselspannung Vc1. Der zeitliche Verlauf dieser Spannung Vc1 folgt phasenverschoben dem zeitlichen Verlauf des Stromes I1. Erreicht diese Spannung bei absinkender Anregungsfrequenz den Wert der Zündspannung der Leuchtstofflampe LL und zündet die Leuchtstofflampe, so kann die Anregungsfrequenz über die Steuerschaltung 1 weiter bis auf den Wert einer Betriebsfrequenz abgesenkt werden. Über die Anregungsspannung wird nach dem Zünden die durch die Leuchtstofflampe verbrauchte Energie nachgeliefert; der Stromverlauf ist in nicht näher dargestellter Weise bei gezündeter Leuchtstofflampe nicht mehr sinusförmig. Das Absenken der Frequenz auf die Betriebsfrequenz nach Zünden der Leuchtstofflampe kann mittels herkömmlich bekannter Maßnahmen erfolgen, so dass auf weitere Ausführungen hierzu verzichtet werden kann.

**[0026]** Um die Materialkosten für die Schwingkreisinduktivität L1 möglichst gering zu halten, ist es erstrebenswert, die Schwingkreisinduktivität L1 so zu wählen, dass diese im Bereich ihrer magnetischen Sättigung betrieben wird, wenn der Schwingkreisstrom I1 bis auf einen Wert ansteigt, bei dem die Lampe zündet. Hierbei kann der eingangs erläuterte Rückkopplungseffekt auftreten.

**[0027]** Um negative Auswirkungen dieses Rückkopplungseffekts zu vermeiden, ist vorgesehen, während eines Zündvorgangs, also während einer Zeitspanne, während der die Leuchtstofflampe LL noch nicht gezündet hat, die Schwingkreisinduktivität L1 auf eine beginnende Sättigung hin zu überwachen und bei Detektion einer solchen beginnenden Sättigung die Einschaltzeiten des ersten und zweiten Schalters T11, T12 zu verkürzen. Eine beginnende Sättigung der Schwingkreisinduktivität L1 kann beispielsweise durch einen Vergleich des zu dem Schwingkreisstrom I1 proportionalen Messsignals Vs1 mit einem ersten und einem zweiten Schwellenwert Vr1, Vr2 detektiert. Steigt das Messsignal Vs1 bei leitend angesteuertem ersten Schalter bis auf den Wert des ersten Schwellenwertes Vr1 an, so wird der erste Schalter T11 unmittelbar und noch vor Erreichen der von der Anregungsfrequenz abhängigen "normalen" Einschaltzeit abgeschaltet. Erreicht das Messsignal Vs1 bei leitend angesteuertem zweitem Schalter T12 den Wert des unteren Schwellenwertes Vr2, so wird der zweite Schalter unmittelbar und noch vor Erreichen der von der Anregungsfrequenz abhängigen Einschaltzeit abgeschaltet. Dies führt jeweils zu Verkürzungen der Einschaltzeiten des ersten und zweiten Schalters T11, T12 gegenüber den von der momentanen Anregungsfrequenz abhängigen Einschaltzeiten. Bei dem erläuterten vorzeitigen sättigungsbedingten Abschalten eines der Schalter wird vor Einschalten des anderen Schalters eine Totzeit Td1' bzw. Td2' abgewartet, wobei diese Totzeiten jeweils gleich sein können und insbesondere den Totzeiten Td1, Td2 während solcher Betriebspausen entsprechen können, bei denen kein vorzeitiges sättigungsbedingtes Abschalten erfolgt. Ein vorzeitiges sättigungsbedingtes Abschalten der Schalter führt effektiv zu einer Anhebung der Anregungsfrequenz und wirkt damit einer weiteren Resonanzüberhöhung und damit einem weiteren Ansteigen der Spannung in dem Schwingkreis L1, C1 entgegen. Insbesondere wird hierdurch der eingangs erläuterte Mitkopplungseffekt vermieden.

**[0028]** Die Erzeugung des zu dem Schwingkreisstrom I1 wenigstens annäherungsweise proportionalen Messsignals Vs1 kann auf unterschiedliche Weise erfolgen. Figur 3 zeigt ausschnittsweise ein Lampenvorschaltgerät, bei dem zur Bereitstellung des Messsignals Vs1 ein Messwiderstand Rs1 mit wenigstens annähernd ohmschen Widerstandsverhältnissen in Reihe zu dem Serienschwingkreis L1, C1 und in dem Beispiel zwischen den Serienschwingkreis L1, C1 und das zweite Versorgungspotential GND geschaltet ist. Eine Spannung über diesem Messwiderstand Rs1 entspricht hierbei

dem Strommesssignal Vs1.

**[0029]** Bei dem Lampenvorschaltgerät gemäß Figur 3 ist der Messwiderstand Rs1 an die Parallelschaltung der Schwingkreiskapazität C1 und der Leuchtstofflampe LL angeschlossen. Figur 4 zeigt eine Abwandlung des in Figur 3 dargestellten Lampenvorschaltgeräts, bei der der Messwiderstand Rs1 ebenfalls zwischen den Reihenschwingkreis L1, C1 und die Klemme für das zweite Versorgungspotential GND geschaltet ist, bei dem die Leuchtstofflampe LL jedoch parallel zu einer Reihenschaltung mit der Schwingkreiskapazität C1 und dem Messwiderstand Rs1 geschaltet ist. Bei dem zuvor erläuterten Verfahren bestimmen der Widerstandswert des Messwiderstandes Rs1, die ersten und zweiten Schwellenwerte Vr1, Vr2 sowie ein Quotient aus dem Induktivitätswert der Schwingkreisinduktivität und dem Kapazitätswert der Schwingkreiskapazität eine maximal auftretende Zündspannung.

**[0030]** Bei dem zuvor erläuterten Verfahren ist für ein vorzeitiges Abschalten des ersten und zweiten Schalters T11, T12 bei einer beginnenden Sättigung der Schwingkreisinduktivität eine Information über den den Schwingkreis durchfließenden Strom I1 während der gesamten Ansteuerperiode des Schwingkreises erforderlich. Bei diesem erläuterten Verfahren wird ein symmetrischer Betrieb der Halbbrücke erreicht, d. h. bei beginnender Sättigung wird sowohl die Einschaltdauer des ersten Schalters T11 als auch die Einschaltdauer des zweiten Schalters T12 verkürzt.

**[0031]** Ein weiteres Verfahren zur Verkürzung der Einschaltdauer bzw. zur Anhebung der Ansteuerfrequenz und ein Lampenvorschaltgerät, das eine solche Funktionalität besitzt, wird nachfolgend erläutert. Figur 5 zeigt ein Blockschaltbild eines Beispiels eines solchen Lampenvorschaltgeräts.

**[0032]** Das in Figur 5 dargestellte Lampenvorschaltgerät umfasst eine Halbbrücke mit einem ersten und einem zweiten Schalter T11, T12 und einen an einen Ausgang OUT der Halbbrücke T11, T12 angeschlossenen Reihenschwingkreis L1, C1, an den während eines Betriebs des Lampenvorschaltgeräts eine Leuchtstofflampe LL anschließbar ist. Zur Bereitstellung von Ansteuersignalen S11, S12 für die Schalter T11, T12 der Halbbrücke ist eine Ansteuerschaltung 1 vorhanden. Diese Ansteuerschaltung weist in dem dargestellten Beispiel einen Oszillator 6 zur Bereitstellung eines Oszillatorsignals S6 auf. Dieses Oszillatorsignal gibt vor, mit welcher Frequenz die beiden Schalter T11, T12 der Halbbrückenschaltung angesteuert werden sollen. Dieses Oszillatorsignal S6 ist einer Ansteuersignalzeugungsschaltung 5 zugeführt, die die Ansteuersignale S11, S12 abhängig von diesem Oszillatorsignal S6 derart erzeugt, dass die beiden Schalter T11, T12 jeweils abwechselnd im Takt des Oszillatorsignals S6 leitend angesteuert werden und dass jeweils eine Totzeit zwischen einer leitenden Ansteuerung eines Schalters und der leitenden Ansteuerung des jeweils anderen Schalters vorhanden ist. Jedes der Ansteuersignale S11, S12 wird dabei so durch die Ansteuersignalzeugungsschaltung bereitgestellt, dass der jeweilige Schalter T11, T12, dem das Ansteuersignal zugeführt ist, mit einer Schaltfrequenz getaktet leitend angesteuert wird, die von der Frequenz des Oszillatorsignals S6 abhängig ist. Die Frequenz, mit der die beiden Schalter phasenverschoben zueinander leitend angesteuert werden, kann dabei der Frequenz des Oszillatorsignals entsprechen, kann jedoch auch ein Bruchteil, wie beispielsweise die Hälfte, oder ein Vielfaches der Frequenz des Oszillatorsignals S6 sein.

**[0033]** Der Oszillator 6 kann zwei unterschiedliche Betriebszustände annehmen: Einen ersten Betriebszustand, der nachfolgend als Normalbetriebszustand bezeichnet wird; und einen zweiten Betriebszustand, der nachfolgend als Sättigungsbetriebszustand bezeichnet wird. Im Normalbetriebszustand erzeugt der Oszillator 6 das Oszillatorsignal S6 mit einer vorgegebenen Frequenz. Diese Frequenz ist beispielsweise durch das Frequenzsignal FS vorgegeben bzw. von dem Frequenzsignal abhängig und wird nachfolgend als Grundfrequenz bezeichnet. Diese Grundfrequenz kann sich in grundsätzlich bereits erläuterter Weise während eines Zündvorgangs ändern. Im Sättigungsbetriebszustand erzeugt der Oszillator 6 das Oszillatorsignal S6 mit einer Frequenz, die höher ist als die Grundfrequenz, um dadurch bei einer beginnenden Sättigung der Schwingkreisinduktivität L1 dem erläuterten Mitkopplungseffekt entgegenzuwirken.

**[0034]** Der Betriebszustand des Oszillators 6 ist abhängig von einem Einschaltdauerregelsignal S7, das durch eine Einschaltdauerregelschaltung 9 erzeugt wird. Zur Erzeugung des Einschaltdauerregelsignals S7 wertet die Einschaltdauerregelschaltung 9 ein Messsignal Vs2 aus, das von dem Schwingkreisstrom (I1 in Figur 1) abhängig ist und das insbesondere proportional zu diesem Schwingkreisstrom ist. In nachfolgend noch erläuteter Weise ist die Einschaltdauerregelschaltung 7 dazu ausgebildet, das Einschaltdauerregelsignal S7 abhängig von der Phasenlage des Messsignals Vs2 bezogen auf die Phase des Taktsignals S6 oder die Phase eines der beiden Ansteuersignale S11, S12 und abhängig von dem zeitlichen Verlauf des Messsignals Vs2 während einer oder mehrerer Ansteuerperioden Tp zu erzeugen.

**[0035]** Zur Bereitstellung des Messsignals Vs2 ist in dem dargestellten Beispiel ein Messwiderstand Rs2 vorhanden, der in Reihe zu den Schaltern T11, T12 der Halbbrücke und in dem dargestellten Beispiel zwischen den zweiten Schalter T12 und das untere Versorgungspotential bzw. Bezugspotential geschaltet ist. In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, dass ein oberes Versorgungspotential der Ansteuerschaltung 1 und ein oberes Versorgungspotential der Halbbrücke T11, T12 unterschiedlich sind. Während das obere Versorgungspotential der Halbbrücke Werte bis zu einigen 100 Volt annehmen kann, liegt das obere Versorgungspotential der Ansteuerschaltung 1 beispielsweise im Bereich von einigen Volt. Das untere Versorgungspotential der Halbbrücke kann hingegen dem unteren Versorgungspotential der Ansteuerschaltung 1 entsprechen und kann beispielsweise ein Bezugspotential, insbesondere Masse, sein.

**[0036]** Die Messung des Schwingkreisstromes I1 erfolgt bei dem dargestellten Lampenvorschaltgerät nur während

eines Teils der Ansteuerperiode, nämlich dann, wenn der zweite Schalter T12 leitend angesteuert ist bzw. wenn eine in dem zweiten Schalter T12 integrierte Freilaufdiode oder eine externe Freilaufdiode (nicht dargestellt) leitet. Ein zeitlicher Verlauf einer über diesem Messwiderstand  $R_s2$  anliegenden Messspannung  $V_{s2}$  ist in Figur 6 abhängig von dem Taktsignal S6 und den daraus resultierenden Ansteuersignalen S11, S12 schematisch dargestellt. Dieses Messsignal

5 Vs2 folgt nach Sperren des ersten Schalters T11 bis zum Sperren des zweiten Schalters T12 dem Strom I1 durch den Schwingkreis und ist im Übrigen Null. Anstatt eines Messsignals Vs2, das mittels eines in Reihe zu der Halbbrücke T11, T12 geschalteten Messwiderstands  $R_s2$  erzeugt wird, könnte die Einschaltdauerregelschaltung 9 auch ein Messsignal Vs1 auswerten das entsprechend der Ausführungen zu den Figuren 2 und 3 erzeugt wird. Anstelle eines Messwiderstands könnte außerdem eine beliebige andere Strommessanordnung verwendet werden, die geeignet ist, ein von dem Schwingkreisstrom I1 abhängiges - und insbesondere ein zu dem Schwingkreisstrom I1 proportionales - Messsignal Vs2 zu erzeugen. Die Strommessung könnte insbesondere nach dem sogenannten "Strom-Sense-Prinzip" erfolgen. Hierbei wird unmittelbar der einen Leistungstransistor durchfließende Strom ausgewertet.

10 [0037] Ein mögliches Realisierungsbeispiel des Oszillators 6 und ein mögliches Realisierungsbeispiel der Ansteuer-signalerzeugungsschaltung 5 werden nachfolgend anhand von Figur 7 erläutert.

15 [0038] Der dargestellte Oszillator 6 erzeugt ein Taktsignal S6, das wechselweise einen ersten Pegel, in dem Beispiel einen High-Pegel, und einen zweiten Pegel, in dem Beispiel einen Low-Pegel, annimmt. Dieser Oszillator 6 umfasst in dem Beispiel hierzu ein kapazitives Speicherelement 61 mit einem ersten Anschluss, der über eine Reihenschaltung mit einer ersten Stromquelle 62 und einem ersten Schalter 63 an ein oberes Versorgungspotential bzw. positives Ver-sorgungspotential angeschlossen ist und der über eine Reihenschaltung mit einer zweiten Stromquelle 64 und einem zweiten Schalter 65 an ein zweites Versorgungspotential bzw. Bezugspotential angeschlossen ist. Dieses obere Ver-sorgungspotential kann hierbei insbesondere kleiner sein als ein oberes Versorgungspotential der Halbbrücke T11, T12.

20 [0039] Ein zweiter Anschluss des kapazitiven Speicherelements 61, das beispielsweise als Kondensator realisiert ist, ist in dem Beispiel an das zweite Versorgungspotential angeschlossen. Dieses kapazitive Speicherelement 61 wird abwechselnd über die erste Reihenschaltung 62, 63 geladen und die zweite Reihenschaltung 64, 65 entladen. Eine 25 über dem kapazitiven Speicherelement 61 anliegende Spannung V61 besitzt hierbei einen dreieckförmigen Signalverlauf, der beispielhaft in Figur 6 dargestellt ist. Eine abwechselnde Aktivierung der ersten und zweiten Reihenschaltungen zum Laden und Entladen des Speicherelements 61 erfolgt über ein Flipflop 68 das einen nichtinvertierenden und einen invertierenden Ausgang aufweist. Der erste Schalter 63 der ersten Reihenschaltung wird hierbei über den nichtinver-tierenden Ausgang des Flipflops 68 angesteuert, und der zweite Schalter 65 der zweiten Reihenschaltung wird über den invertierenden Ausgang dieses Flipflops 68 angesteuert. Zu Zwecken der Erläuterung sei angenommen, dass die Schalter 63, 65 jeweils bei einem High-Pegel des zugehörigen Flipflop-Ausgangssignals leitend und bei einem Low-Pegel des jeweiligen Flipflop-Ausgangssignals sperrend angesteuert sind. Da ein High-Pegel jeweils abwechselnd an den Ausgängen des Flipflops 68 anliegt, ist eine abwechselnde Aktivierung der Reihenschaltungen gewährleistet.

30 [0040] Das Taktsignal S6 liegt bei dem in Figur 6 dargestellten Oszillator am invertierenden Ausgang des Flipflops 68 an und nimmt somit bei zurückgesetztem Flipflop 68 seinen ersten Pegel (High-Pegel) und bei gesetztem Flipflop seinen zweiten Pegel (Low-Pegel) an. Dieses Taktsignal S6 ist der Ansteuer-signalerzeugungsschaltung 5 zugeführt, die das erste und zweite Ansteuersignal S11, s12 abhängig von diesem Oszillatorsignal S6 erzeugt. Die in Figur 7 dargestellte Ansteuer-signalerzeugungsschaltung 5 ist dazu ausgebildet, die beiden Schalter phasenverschoben zueinander jeweils mit der Frequenz des Oszillatorsignals S6 leitend anzusteuern. Eine leitende Ansteuerung der beiden 35 Schalter T11, T12 erfolgt dabei jeweils nach Ablauf einer durch die Ansteuer-signalerzeugungsschaltung 5 vorgegebenen - nachfolgend noch erläuterten - Totzeit nach einem Zustandswechsel des Flipflops 68. In dem dargestellten Beispiel wird der erste Schalter T11 nach Ablauf der Totzeit nach Rücksetzen des Flipflops 68 leitend angesteuert, und der zweite Schalter T12 wird nach Ablauf der Totzeit nach Setzen des Flipflops 68 leitend angesteuert. Sperrend angesteuert werden die beiden Schalter T11, T12 unmittelbar dann, wenn ein Zustandswechsel des Flipflops auftritt, der komplementär zu dem Zustandswechsel ist, bei dem eine leitende Ansteuerung erfolgt ist, d.h. der erste Schalter T11 wird bei Setzen des Flipflops 68 unmittelbar gesperrt und der zweite Schalter T12 wird bei Rücksetzen des Flipflops unmittelbar gesperrt. "Unmittelbar" heißt in diesem Zusammenhang dass keine Mindest-Verzögerungszeit zwischen dem Zustands-wechsel des Flipflops 68 und dem Sperren des jeweiligen Schalters T11, T12 vorgesehen ist sondern dass Verzöge-rungen lediglich infolge unvermeidlicher Signallaufzeiten und infolge von Schaltverzögerungen der ersten Schalter T11, 40 T12 auftreten.

45 [0041] Ein Setzen und Rücksetzen des Flipflops 68 erfolgt abhängig von einem Vergleich der Kondensatorspannung V61 mit einem oberen und einem unterem Schwellenwert V67, V66. Das Flipflop 68 wird bei der dargestellten Schaltung zurückgesetzt, wenn die Kondensatorspannung V61 bei leitend angesteuertem ersten Schalter 63 bis auf den oberen Schwellenwert V67 ansteigt und gesetzt, wenn die Kondensatorspannung V61 bei leitend angesteuertem zweiten Schal-50 ter 65 auf den unteren Schwellenwert V66 absinkt. Die Kondensatorspannung V61 und der untere Schwellenwert V66 sind hierzu einem ersten Komparator 66 zugeführt, der einen Ausgang aufweist, der an den Setz-Eingang des Flipflops 68 angeschlossen ist. Entsprechend sind die Kondensatorspannung V61 und der obere Schwellenwert V67 einem zweiten Komparator 67 zugeführt, dessen Ausgang über ein noch zu erläuterndes ODER-Gatter 69 dem Rücksetz-

Eingang R des Flipflops 68 zugeführt ist. Die Funktionsweise dieser Oszillatordanordnung 6 wird nachfolgend kurz erläutert:

**[0042]** Ist das Flipflop 68 gesetzt, so ist die erste Reihenschaltung aktiviert, wodurch die Kondensatorspannung V61 ansteigt. Erreicht die ansteigende Kondensatorspannung V61 hierbei den oberen Schwellenwert V67 so wird das Flipflop

5 68 zurückgesetzt, wodurch die erste Reihenschaltung 62, 63 deaktiviert und die zweite Reihenschaltung 64, 65 aktiviert wird. Der Kondensator 61 wird dann entladen, wodurch die Kondensatorspannung V61 absinkt. Erreicht die Kondensatorspannung V61 hierbei den unteren Schwellenwert V66 so wird das Flipflop 68 wieder gesetzt und dadurch die obere Reihenschaltung 62, 63 aktiviert und die untere Reihenschaltung 64, 65 deaktiviert. Wie in Figur 6 dargestellt ist, nimmt das Taktsignal S6 in dem dargestellten Beispiel bei sinkender Kondensatorspannung V61 einen High-Pegel und 10 bei ansteigender Kondensatorspannung einen Low-Pegel an.

**[0043]** Die Ansteuersignalzeugungsschaltung 5 umfasst in dem dargestellten Beispiel ein Verzögerungsglied 51, dem das Taktsignal S6 zugeführt ist und das ein Ausgangssignal S51 erzeugt, das dem Taktsignal S6 verzögert um eine Verzögerungsdauer  $T_d$  entspricht. Ein zeitlicher Verlauf dieses Ausgangssignals S51 ist in Figur 8 abhängig von dem Taktsignal S6 dargestellt. Die Ansteuersignalzeugungsschaltung 5 weist außerdem zwei Logikgatter 51, 53 auf, 15 denen jeweils das Taktsignal S6 und das verzögerte Takt signal S51 zugeführt sind und die jeweils eines der Ansteuersignale S11, S12 erzeugen. Das erste Ansteuersignal S11 steht am Ausgang des ersten Logikgatters 52 zur Verfügung, das in dem Beispiel als UND-Gatter realisiert ist. Dieses Ansteuersignal S11 nimmt während solcher Zeitdauern einen Einschaltpegel - in dem Beispiel einen High-Pegel - an, während denen das Takt signal S6 und das verzögerte Takt signal S51 einen High-Pegel aufweisen. Ein zeitlicher Verlauf dieses aus dem Takt signal S6 und dem verzögerten Takt signal 20 S51 resultierenden ersten Ansteuersignal S11 ist ebenfalls in Figur 6 dargestellt. Das zweite Ansteuersignal S12 steht am Ausgang des zweiten Logikgatters 53 zur Verfügung, das in dem Beispiel als NOR-Gatter realisiert ist. Dieses Ansteuersignal S12 nimmt während solcher Zeitdauern einen Einschaltpegel - in dem Beispiel einen High-Pegel an - während denen sowohl das Takt signal S6 als auch das verzögerte Takt signal S51 einen Low-Pegel annehmen.

**[0044]** Eine Totzeit zwischen einem Einschaltpegel des ersten Ansteuersignals S11, d.h. einer leitenden Ansteuerung 25 des ersten Schalters T11, und einem Einschaltpegel des zweiten Ansteuersignals S12, d.h. einer leitenden Ansteuerung des zweiten Schalters T12, ist bei der dargestellten Ansteuersignalzeugungsschaltung 5 bestimmt durch die Verzögerungszeit  $T_d$  des Verzögerungsglieds 51. Während dieser Totzeit besitzen das Takt signal S6 und das verzögerte Takt signal S51 jeweils zueinander komplementäre Signalpegel, so dass sowohl das erste als auch das zweite Ansteuersignal S11, S12 einen Low-Pegel annehmen. Totzeiten zwischen dem Sperren des ersten Schalters T11 und dem Leiten des zweiten Schalters T12 und zwischen dem Sperren des zweiten Schalters T12 und dem Leiten des ersten Schalters T11 sind bei dieser Ansteuersignalzeugungsschaltung 5 gleich. Das Verzögerungsglied 51 kann eine fest vorgegebene Verzögerungszeit besitzen, kann jedoch hinsichtlich seiner Verzögerungszeit auch einstellbar sein. In dem zuletzt genannten Fall kann die Totzeit über das Verzögerungsglied eingestellt werden.

**[0045]** Die Einschaltzeitregelschaltung 9 ist bei der dargestellten Ansteuerschaltung 1 dazu ausgebildet, dass 35 Einschaltzeitregelsignal S7 bei Detektion einer beginnenden Sättigung der Schwingkreisinduktivität so zu erzeugen, dass es während einer Ansteuerperiode von einem ersten Signalpegel, der den Betrieb des Oszillators 6 nicht beeinflusst, auf einen zweiten Signalpegel wechselt. Nimmt das Einschaltzeitregelsignal den zweiten Signalpegel an, so wird eine momentane Ansteuerperiode unmittelbar beendet bzw. der Oszillator wird vor Ablauf der durch die Grundfrequenz vorgegebenen Ansteuerperiode zurückgesetzt. Unter einem "Beenden einer Ansteuerperiode" oder "Zurücksetzen des 40 Oszillators" ist hierbei zu verstehen, dass der momentan leitende Schalter bei einem Wechsel des Einschaltzeitregelsignals S7 auf den zweiten Signalpegel über die Oszillatorschaltung 6 und die Ansteuersignalzeugungsschaltung 5 sofort - nur unter Berücksichtigung von Signallaufzeiten - gesperrt wird. Das Vorliegen des zweiten Signalpegels des Einschaltzeitregelsignals S7 führt so zu einer Erhöhung der Frequenz des Oszillatorsignals S6 und damit zu einer Verkürzung der Ansteuerperiode. In dem dargestellten Beispiel, bei dem eine Auswertung des Schwingkreisstromes I1 45 während einer solchen Teilperiode der Ansteuerperiode  $T_p$  erfolgt, in der der Schwingkreisstrom durch den Halbbrückenzweig mit dem zweiten Schalter T12 fließt, ist der Schalter, der bei einem Wechsel des Einschaltzeitregelsignals S7 auf den zweiten Signalpegel sofort abgeschaltet wird, der zweite Schalter T12. Zu Zwecken der nachfolgenden Erläuterung sei angenommen, dass der erste Signalpegel des Einschaltzeitregelsignals S7 ein Low-Pegel und der zweite Signalpegel des Einschaltzeitregelsignals S7 ein High-Pegel ist.

**[0046]** Das Einschaltzeitregelsignal S7 ist in dem dargestellten Beispiel dem anderen Eingang des ODER-Gatters 69 zugeführt, dessen Ausgang an den Rücksetz-Eingang des Flipflops 68 angeschlossen ist. Nimmt das Einschaltzeitregelsignal S7 während einer Ansteuerperiode einen High-Pegel an, so wird das Flipflop 68 zurückgesetzt wodurch 55 der zweite Schalter T12 über den invertierenden Ausgang des Flipflops 68 und das NOR-Gatter 53 der Ansteuersignalzeugungsschaltung 5 unmittelbar gesperrt wird, also noch bevor die Spannung V61 den oberen Schwellenwert erreicht, d.h. noch bevor das Ende der durch die Grundfrequenz vorgegebenen Ansteuerperiode erreicht ist. Ein solches Szenario ist im rechten Teil der Figur 6 für einige Ansteuerperioden dargestellt. Der Signalpegel des Einschaltzeitregelsignals S7, bei dem das Flipflop 68 zurückgesetzt, und damit der zweite Schalter T12 abgeschaltet wird, wird nachfolgend auch als Abschaltpegel des Einschaltzeitregelsignals S7 bezeichnet. Der zeitliche Verlauf des Einschaltzeit-

erregesignals S7 ist in Figur 6 ebenfalls dargestellt.

**[0047]** Wird das Flipflop 68 zurückgesetzt, noch bevor das dreieckförmige Spannungssignal V61 den oberen Schwellenwert V67 der Oszillatorschaltung 6 erreicht, verkürzt sich nicht nur die Zeitdauer eines Low-Pegels des Taktsignals S6 und damit die Zeitdauer einer leitenden Ansteuerung des zweiten Schalters T12, sondern auch eine nachfolgende Entladedauer des Kondensators bis zum Erreichen des unteren Schwellenwertes V66, was anhand des zeitlichen Verlaufs des Spannungssignals V61 im rechten Teil der Figur 6 unmittelbar ersichtlich ist; dadurch verkürzt sich eine nachfolgende Zeitdauer eines High-Pegels des Taktsignals S6 und damit die Zeitdauer einer leitenden Ansteuerung des ersten Schalters T11. Der Kondensator 61 der Oszillatorschaltung 6 erfüllt bei dem in Figur 6 dargestellten Lampenvorschaltgerät zwei Funktionen: Zum Einen bestimmt der Kondensator 61 in Verbindung mit den Reihenschaltungen die Frequenz des Taktsignals S6 im Normalbetrieb des Oszillators. Die beiden Stromquellen 62, 64 können hierbei insbesondere so realisiert sein, dass sie gleiche Ströme liefern, wodurch ein symmetrisches Taktsignal, d. h. ein Takt-Signal mit gleich langen High-Pegeln und Low-Pegeln während des Normalbetriebs erreicht wird. Die Grundfrequenz des Taktsignals S6 kann beispielsweise über die beiden Stromquellen 62, 64 eingestellt werden. Die Stromquellen 62, 64 sind in diesem Fall gesteuerte Stromquellen, denen das Frequenzsignal FS als Einstellsignal zugeführt ist. Die Grundfrequenz kann auch über die Schwellenwerte V66, V67 eingestellt werden. In diesem Fall sind die Schwellenwerte V66, V67 bzw. deren Differenz, von dem Frequenzsignal FS abhängig. Die Differenz zwischen den beiden Schwellenwerten V66, V67, bestimmt den Signalhub der Spannung V61 über dem kapazitiven Speicherelement 61. Wird dieser Signalhub beispielsweise verringert, so erhöht sich die Frequenz des Oszillatorsignals S6.

**[0048]** Der Kondensator 61 dient bei dem dargestellten Oszillator 6 außerdem zur Zeitmessung, nämlich zur Ermittlung einer Zeitdauer zwischen einer sperrenden Ansteuerung des ersten Schalters S11 und einer beginnenden Sättigung der Schwingkreisinduktivität L2. Diese Zeitdauer ist proportional zur Differenz zwischen der Kondensatorspannung V61 zum Zeitpunkt eines sättigungsbedingten Abschaltens und dem unteren Schwellenwert V66. Unter der Annahme, dass das Dreiecksignal symmetrisch erzeugt wird, entspricht eine Entladedauer des Kondensators 61 von diesem Wert bei sättigungsbedingtem Abschalten bis zu dem unteren Schwellenwert V66 gerade der vorangehenden Anstiegsdauer, wodurch auch bei sättigungsbedingtem Abschalten eine symmetrische Ansteuerung der Halbbrückenschalter T11, T12 erreicht wird, d. h. eine Einschaltzeitdauer des zweiten Schalters T12 vor einem sättigungsbedingten Abschalten entspricht wenigstens annähernd einer Einschaltzeitdauer des ersten Schalters T11 während der nachfolgenden leitenden Ansteuerung dieses ersten Schalters T11.

**[0049]** Es sei darauf hingewiesen, dass die anhand von Figur 6 erläuterte Schaltung lediglich als Beispiel anzusehen ist. So kann insbesondere die Ermittlung der Zeitdauer zwischen dem Sperren des ersten Schalters T11 und einer beginnenden Sättigung der Schwingkreisinduktivität L1 auf beliebige andere Weise ermittelt, gespeichert und für eine nachfolgende leitende Ansteuerung des ersten Schalters T11 verwendet werden. Es besteht insbesondere die Möglichkeit, das Taktsignal mit digitalen Mitteln zu erzeugen. Der Kondensator könnte hierzu beispielsweise durch einen inkrementierbaren und dekrementierbaren Zähler, die Signalgeneratoren könnten durch aktivierbare Taktgeneratoren zum Inkrementieren und Dekrementieren dieses Zählers realisiert werden.

**[0050]** Für die Ansteuerung der ersten und zweiten Schalter T11, T12 ist vorgesehen, die Ansteuersignale S11, S12 derart abhängig vom Stromverlauf des Stromes I1 des Reihenschwingkreises zu erzeugen, dass einer der Schalter T11 bzw. T12 maximal für eine vorgegebene Zeitdauer Tmax eingeschaltet bleibt, nachdem eine bestimmte Phasenlage des Schwingkreisstroms I1 während der Einschaltzeitdauer dieses Schalters T11 bzw. T12 vorliegt. Eine solche bestimmte Phasenlage ist beispielsweise dann erreicht, wenn der Schwingkreisstrom einen vorgegebenen Stromwert erreicht hat. Dieser vorgegebene Stromwert ist beispielsweise Null. Mit anderen Worten: Ein Abschaltpegel des Einschaltzeitdauerregelsignals S7 wird nach Ablauf der Zeitdauer Tmax nach Vorliegen einer bestimmten Phasenlage, beispielsweise einem Nulldurchgang, erzeugt. Eine aktuelle Ansteuerperiode wird damit spätestens nach Ablauf dieser Zeitdauer Tmax nach Vorliegen der bestimmten Phasenlage beendet. Endet diese Zeitdauer Tmax erst nachdem die durch die Grundfrequenz vorgegebene Ansteuerperiode beendet ist, so hat das Einschaltzeitdauerregelsignal S7 keinen Einfluss auf die Oszillatorkreisinduktivität bzw. auf die Ansteuerung der beiden Schalter T11, T12. Ein solches Szenario ist im linken Teil der Figur 6 dargestellt. Für diese Darstellung wird beispielhaft davon ausgegangen, dass die Zeitdauer Tmax jeweils mit einem Nulldurchgang des Schwingkreisstromes beginnt. Die Zeitdauer Tmax endet dabei jeweils erst nachdem das Ende der Ansteuerperiode bereits erreicht ist, nachdem das Flipflop 68 also bereits zurückgesetzt wurde.

**[0051]** Man macht sich hierbei zu Nutze, dass sich die Phase des Schwingkreisstromes I1 ändert, wenn die Schwingkreisinduktivität beginnt in Sättigung zu gehen. Figur 6 zeigt im rechten Teil beispielhaft den zeitlichen Verlauf des Messsignals Vs2 bzw. des Schwingkreisstromes I1 während einer solchen beginnenden Sättigung der Schwingkreisinduktivität L1. Die Nulldurchgänge des Schwingkreisstromes I1 liegen hierbei nicht mehr in der Mitte der Ansteuerimpulse - in dem Beispiel der Ansteuerimpulse des zweiten Schalters T12 - sondern sind in Richtung eines Beginns dieser Ansteuerimpulses verschoben. Indem der zweite Schalter T12 nach solchen Nulldurchgängen maximal für eine vorgegebene Einschaltzeitdauer Tmax eingeschaltet bleibt, ist sichergestellt, dass sehr hohe Schwingkreisströme bei einer beginnenden Sättigung der Schwingkreisinduktivität L1 vermieden werden.

**[0052]** Zur Detektion solcher Zeitpunkte, zu denen der Schwingkreisstrom I1 eine bestimmte Phasenlage bzw. einen

vorgegebenen Signalpegel erreicht, weist die Einschaltzeitdauerregelung 9 eine erste Detektionsschaltung 91 auf, die dazu ausgebildet ist, das Strommesssignal Vs2 mit einem vorgegebenen Signalpegel zu vergleichen. Am Ausgang dieser ersten Detektionsschaltung steht ein Detektionssignal S91 zur Verfügung, das von einem Vergleich des Strommesssignals Vs2 mit dem vorgegebenen Signalpegel abhängig ist. Die erste Detektionsschaltung weist in dem dargestellten

5 Beispiel einen Komparator mit einem invertierenden und einem nichtinvertierenden Eingang auf, dem das Strommesssignal Vs2 als Eingangssignal zugeführt ist. Das Detektionssignal S91 ist bei dieser Detektionsschaltung unmittelbar abhängig vom Vorzeichen des Strommesssignals Vs2 und weist einen ersten Signalpegel bei einem positiven Vorzeichen des Strommesssignals Vs2 und einen zweiten Signalpegel bei einem negativen Vorzeichen des Strommesssignals Vs2 auf. Das Detektionssignal S91 ist in diesem Fall abhängig von einem Vergleich des Strommesssignals Vs2 mit Null und  
10 enthält unmittelbar eine Information über Nulldurchgänge des Strommesssignals Vs2 bzw. des Schwingkreisstromes I1. Das Detektionssignal S91 wird deshalb nachfolgend auch als Nulldurchgangssignal und die erste Detektionsschaltung 91 als Nulldurchgangsdetektor bezeichnet. In dem dargestellten Beispiel ist der Komparator so verschaltet, dass der bei einem negativen Strommesssignal Vs2 vorhandene erste Signalpegel des Detektionssignals ein High-Pegel und der bei einem positiven Strommesssignal Vs2 vorhandene zweite Signalpegel des Detektionssignals ein Low-Pegel ist.

15 [0053] Es sei darauf hingewiesen, dass das Strommesssignal Vs2 zur Erzeugung des Detektionssignals S91 selbstverständlich auch mit einem beliebigen anderen, fest vorgegebenen Signalpegel verglichen werden kann, um die Phasenlage des Schwingkreisstromes I1 bzw. des Strommesssignals Vs2 zu ermitteln. Hierzu muss einem der Eingänge des Komparators das Strommesssignal Vs2 und dem anderen der Eingänge des Komparators ein Referenzsignal (nicht dargestellt) mit dem vorgegebenen (Vergleichs-)Signalpegel zugeführt werden.

20 [0054] Das durch den Nulldurchgangsdetektor 91 erzeugte Nulldurchgangssignal S91 ist zusammen mit dem Strommesssignal Vs2 einer Auswerteschaltung 90 zugeführt, die dazu ausgebildet ist, das Einschaltzeitdauerregelsignal S7 derart abhängig von dem Nulldurchgangssignal S91 und dem Strommesssignal Vs2 zu erzeugen, dass das Einschaltzeitdauerregelsignal S7 nach Ablauf der Zeitdauer Tmax nach einem detektierten Nulldurchgang des Strommesssignals S7 einen Abschaltpegel annimmt. Die Zeitdauer Tmax ist in noch erläuterter Weise dabei abhängig von dem Schwingkreisstrom I1, wobei in dem dargestellten Beispiel als Messgröße für diesen Schwingkreisstrom I1 das Strommesssignal Vs2 verwendet wird.

25 [0055] Ein Beispiel der Auswerteschaltung 90 ist in Figur 9 dargestellt. Diese Auswerteschaltung umfasst eine Zeitmessanordnung 8, die ein Zeitmesssignal V8 erzeugt, eine Vergleichswertgenerierungsschaltung 7, die einen Vergleichswert V7 erzeugt, und einen Vergleicher 95, der das Zeitmesssignal V8 mit dem Vergleichswert V7 vergleicht und der abhängig von dem Vergleichsergebnis das Einschaltzeitdauerregelsignal S7 erzeugt.

30 [0056] Die Zeitmessanordnung 8 weist in dem dargestellten Beispiel eine Reihenschaltung mit einer Stromquelle 83 und einem kapazitiven Speicherelement 81, wie z.B. ein Kondensator, und ein parallel zu dem kapazitiven Speicherelement 81 geschaltetes Schaltelement 82 auf. Das Zeitmesssignal V8 entspricht bei dieser Zeitmessanordnung einer Spannung über dem kapazitiven Speicherelement 81. Diese Zeitmessanordnung 8 ist über das parallel zu dem kapazitiven Speicherelement 81 geschaltete Schaltelement 82, das durch den Nulldurchgangsdetektor 91 angesteuert ist, aktivierbar und deaktivierbar. Die Zeitmessanordnung ist in dem dargestellten Beispiel bei geöffnetem Schaltelement 82 aktiviert und bei geschlossenem Schaltelement 82 deaktiviert. In deaktiviertem Zustand wird das kapazitive Speicherelement 82 über das Schaltelement 82 entladen, so dass das Zeitmesssignal V8 in deaktiviertem Zustand Null ist. Der Nulldurchgangsdetektor 91 ist in dem anhand der Figuren 5 und 7 erläuterten Beispiel so verschaltet, dass er nach 35 einem Nulldurchgang der Messspannung Vs2, nach dem diese Messspannung einen bezogen auf das Bezugspotential GND positiven Wert annimmt, das Schaltelement 82 öffnet, und damit die Zeitmessanordnung 8 aktiviert. In diesem Zustand steigt die Spannung V8 über dem kapazitiven Speicherelement 81 abhängig von einem durch die Stromquelle 83 gelieferten Strom an. Die über dem kapazitiven Speicherelement 81 anliegende Spannung V8 stellt in diesem Fall unmittelbar ein Maß für die Zeit dar, die seit der Aktivierung, und damit seit dem Nulldurchgang vergangen ist. Erreicht 40 diese Spannung V8 über dem kapazitiven Speicherelement 81 den Vergleichswert, so nimmt das Einschaltzeitdauerregelsignal S7 einen Abschaltpegel an. Hierdurch wird das Flipflop (68 in Figur 7) zurückgesetzt, um den unteren Schalter T12 abzuschalten, und damit die momentane Ansteuerperiode zu beenden.

45 [0057] Zum besseren Verständnis der Funktionsweise der in Figur 9 dargestellten Auswerteschaltung 90 ist ein zeitlicher Verlauf der Spannung V8 über dem kapazitiven Speicherelement 81 der Zeitmessanordnung 8 in Figur 6 dargestellt. Wie dieser Figur zu entnehmen ist, steigt die Spannung V8 über dem kapazitiven Speicherelement 81 nach einem Nulldurchgang des Strommesssignals Vs2 an. Erreicht ein Wert dieser Spannung V8 den Vergleichswert V7 so wird der zweite Schalter T12 abgeschaltet und die Zeitmessanordnung 8 wird deaktiviert.

50 [0058] In bereits erläuterter Weise stellt ein Ladezustand des Kondensators 61 des Oszillators 6 bei Rücksetzen des Flipflops 68 ein Maß für die Einschaltzeitdauer des unteren Schalters T12 dar. Dieser Ladezustand bestimmt die nachfolgende Einschaltzeitdauer des ersten Schalters T11, wobei bei gleich dimensionierten Stromquellen 62, 64 des Oszillators 6 diese Einschaltzeitdauer des ersten Schalters T11 der vorangegangenen Einschaltzeitdauer des zweiten Schalters T12 entspricht. Hierdurch ist eine symmetrische Ansteuerung der Schalter T11, T12 der Halbbrücke gewährleistet, obwohl 55 der Schwingkreisstrom I1 nur während einer Teilperiode der Ansteuerperiode Tp der Halbbrücke ausgewertet wird. In

dem erläuterten Beispiel erfolgt eine Auswertung des Schwingkreisstromes während einer solchen Teilperiode, während der der Schwingkreisstrom I1 den Zweig der Halbbrücke mit dem zweiten Schaltelement T12 durchfließt.

**[0059]** In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, dass der Strom selbstverständlich auch während solcher Teilperioden ausgewertet werden kann, während der der Schwingkreisstrom I1 den Zweig der Halbbrücke mit dem ersten Schaltelement T11 durchfließt. Auch eine Auswertung des Stromes während der gesamten Ansteuerperiode ist möglich. In diesem Fall kann die Zeitmessanordnung 8 in nicht dargestellter Weise bei jeden Nulldurchgang des Strommesssignals Vs2 aktiviert werden und der Oszillator 6 kann in nicht dargestellter Weise so realisiert sein, dass das Flipflop 68 bei jedem Erreichen des Vergleichswertes V7 durch das Zeitmesssignal V8 seinen Zustand wechselt. Die beschriebene Eigenschaft des Oszillators 6, dass die Zeitspanne vom Abschalten des ersten Schalters T11 bis zum Sättigungsbedingten Abschalten des zweiten Schalters T12 gleich der nachfolgenden Zeitspanne bis zum nächsten Abschalten des ersten Schalters ist, ist in diesem Fall nicht erforderlich.

**[0060]** Bei dem Figur 6 dargestellten Zeitverlauf steigt die Spannung V8 über dem kapazitiven Speicherelement 81 linear über der Zeit an. Dies kann dadurch erreicht werden, dass der von der Stromquelle 83 gelieferte Strom konstant ist. Die Stromquelle 83 kann allerdings auch so realisiert werden, dass sie einen zeitlich veränderlichen Strom liefert.

In diesem Fall besteht kein linearer Zusammenhang zwischen dem Zeitmesssignal V8 und der seit dem Nulldurchgang vergangenen Zeitspanne mehr; das Zeitmesssignal V8 ist aber dennoch abhängig von dieser Zeitspanne.

**[0061]** Bei einer Ausführungsform der Erfindung ist vorgesehen, die Zeitmessanordnung abzuwandeln und den von der Stromquelle 83 gelieferten Strom abhängig von dem Strommesswert Vs2 einzustellen (In Figur 9 gestrichelt dargestellt). Die Spannung V8 über dem Kondensator 81 ist hierbei proportional zum Integral des von der Stromquelle 83 gelieferten Stromes über die Zeit, wobei dieses Integral wiederum von dem Strommesssignal Vs2 abhängig ist. Ein Sperren des Schalters T12 erfolgt hierbei, wenn dieses Integral einen durch den Vergleichswert V7 vorgegebenen Wert erreicht. Man macht sich hierbei zu Nutze, dass der Schwingkreisstrom mit zunehmender Annäherung an die Resonanzfrequenz zunimmt. Durch Auswerten des Integrals eines von dem Schwingkreisstrom abhängigen Stromes I83 nach dem Nulldurchgang und Abschalten des zweiten Schalters T12, wenn dieses Integral einen vorgegebenen Wert erreicht, wird eine Begrenzung des Schwingkreisstromes bewirkt und damit eine starke Sättigung der Schwingkreisinduktivität verhindert. Eine solche Erzeugung des aufintegrierten Stromes I83 abhängig von dem Strommesssignal Vs2 kann insbesondere dann sinnvoll sein, wenn man den Schwingkreisstrom durchgehend auswerten kann und

- wie oben beschrieben - beide Einschaltdauern einzeln und unabhängig voneinander abhängig vom Zeitpunkt des Stromnulldurchganges generiert.

**[0062]** Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, die Stromquelle der Zeitmessanordnung durch das Frequenzsignal FS anzusteuern. Der durch die Stromquelle 83 gelieferte Ladestrom I83 ist in diesem Fall von dem Frequenzsignal FS abhängig. In diesem Fall steht die Anstiegszeit des Zeitmesssignals V8 bis diese einen bestimmten Vergleichswert V7 erreicht bzw. die Steilheit des Zeitmesssignals V8 über der Zeit, in einem festen Verhältnis zur Ansteuerperiode im Normalbetriebszustand des Oszillators. Der für eine Zündspannungsregelung erforderliche Signalbereich/Variationsbereich des Vergleichswertes V7 ist dadurch unabhängig von der Resonanzfrequenz des angeschlossenen Schwingkreises, weil die Anstiegszeit des Zeitmesssignals V8 quasi auf die Resonanzfrequenz normiert ist.

**[0063]** Lediglich zu Zwecken der Erläuterung ist das Vergleichssignal V7 in Figur 6 als konstantes Signal dargestellt. Tatsächlich ist dieses Vergleichssignal V7 zeitlich variabel und von dem zeitlichen Verlauf des Schwingkreisstromes I1 abhängig. Man macht sich bei dem erläuterten Lampenvorschaltgerät zu Nutze, dass die Anstiegsgeschwindigkeit des Strommesssignals Vs2 nach dem Nulldurchgang abhängig ist von der Schwingungsamplitude, d.h. der Amplitude der über der Lampe anliegenden Spannung. Diese Anstiegsgeschwindigkeit steigt stark an, wenn sich die Anregungsfrequenz des Schwingkreises in Richtung der Resonanzfrequenz des Schwingkreises bewegt, wenn die Schwingungsamplitude also stark ansteigt. Auch bei einer beginnenden Sättigung ist die Anstiegsgeschwindigkeit des Stromes in der Nähe des Stromnulldurchganges noch proportional zur Schwingungsamplitude, wohingegen der weitere Verlauf des Schwingkreisstromes sättigungsbedingt bereits so weit verzerrt sein kann, dass allein die Amplitude des Schwingkreisstromes bzw. des Strommesssignals Vs2 keine Aussage über diese Spannung der Schwingung ermöglicht. Durch Auswerten des Schwingkreisstromes nach einem Nulldurchgang benutzt man quasi den nicht durch die Sättigung verzerrten Teil des Stromsignals Vs2 für die Spannungsmessung, d.h. für die Messung der Schwingungsamplitude.

**[0064]** Bei dem Verfahren ist vorgesehen, den Vergleichswert V7 abzusenken, wenn das Strommesssignal Vs2 darauf hindeutet, dass eine angestrebte Spannungsamplitude der Schwingung bzw. eine angestrebte Stromsteilheit des Schwingkreisstromes erreicht ist. Auf diese Weise wird eine Verkürzung der maximalen Einschaltzeit TMax erreicht. Diese Verkürzung der maximalen Einschaltzeit TMax kann zu einer Verkürzung der Einschaltzeit des zweiten Schalters T12 und damit nachfolgend auch zu einer Verkürzung der Einschaltzeit des ersten Schalters T11 führen. Dies ist insbesondere dann der Fall, wenn sich - wie in Figur 6 dargestellt - bei einer beginnenden Sättigung der Schwingkreisinduktivität der Zeitpunkt des Nulldurchgangs so verschiebt, dass nach einem Nulldurchgang die maximale Zeitspanne TMax bereits abgelaufen ist, noch bevor das durch die Grundfrequenz vorgegebene Ende der Ansteuerperiode

erreicht ist.

**[0065]** Die Vergleichswerterzeugungsschaltung 7 ist dazu ausgebildet, das Strommesssignal Vs2 zu zwei unterschiedlichen Zeitpunkten während einer Teilperiode auszuwerten und das Vergleichssignal V7 abhängig von den dadurch erhaltenen Auswerteergebnissen zu ermitteln. Unter einer "Teilperiode" ist in diesem Zusammenhang allgemein ein

Zeitabschnitt der Ansteuerperiode Tp zu verstehen, während der der Strom einen der beiden Halbbrückenzweige durchfließt. Zu Zwecken der nachfolgenden Erläuterung sei angenommen, dass eine solche Auswertung des Strommesssignals Vs2 während einer solchen Teilperiode erfolgt, während der der Schwingkreisstrom den Halbbrückenzweig mit dem zweiten Schalter T12 durchfließt. Zum besseren Verständnis veranschaulicht Figur 10 den zeitlichen Verlauf des Strommesssignals Vs2 während einer solchen Teilperiode. Dargestellt ist in Figur 10 der Verlauf des Schwingkreisstromes I1 bzw. Strommesssignals für zwei unterschiedliche Betriebszustände des Lampenvorschaltgerätes: einen ersten Betriebszustand (durchgezogene Linie), bei dem das Strommesssignal Vs2 nach einem Nulldurchgang eine erste Steigung aufweist; und einen zweiten Betriebszustand (gestrichelte Linie), bei dem das Strommesssignal Vs2 nach einem Nulldurchgang eine zweite Steigung aufweist, die geringer als die erste Steigung ist. Die im Vergleich zu der zweiten Steigung größere erste Steigung deutet auf eine im ersten Betriebszustand höhere Amplitude der Schwingkreisspannung als im zweiten Betriebszustand hin. In dem dargestellten Beispiel ist angenommen, dass die Schwingkreisinduktivität im ersten Betriebszustand bereits im Bereich ihrer Sättigung betrieben wird. Der zeitliche Verlauf des Schwingkreisstromes I1 ist dadurch zum Ende der Einschaltzeitdauer des zweiten Schalters T12 hin sättigungsbedingt so verzerrt, dass eine Auswertung der Amplitude des Schwingkreisstromes I1 keine zuverlässige Aussage über die Amplitude der Schwingkreisspannung, bzw. der Spannung über der Lampe zuließe.. Diese Signalverläufe unterscheiden sich während der dargestellten Teilperiode hinsichtlich ihrer Steilheit bzw. hinsichtlich ihrer maximalen Amplitudenwerte.

**[0066]** Die Auswertung des Strommesssignals Vs2 erfolgt derart, dass eine zeitliche Änderung des Strommesssignals Vs2 von einem ersten Auswertezeitpunkt t1 zu einem zweiten Auswertezeitpunkt t2 ermittelt wird. Unter einer zeitlichen Änderung des Strommesssignals Vs2 von dem ersten Auswertezeitpunkt t1 zu einem zweiten Auswertezeitpunkt t2 ist hierbei eine Änderung der Amplitude des Strommesssignals Vs2 bezogen auf die Zeitdauer zwischen dem ersten und zweiten Auswertezeitpunkt zu verstehen, es gilt also:

$$\frac{\Delta V_{s2}}{\Delta t} = \frac{|V_2 - V_1|}{|t_2 - t_1|} \quad (1)$$

$\Delta V_{s2}/\Delta t$  bezeichnet hierbei die zeitliche Änderung des Strommesssignals Vs2 zwischen den Auswertezeitpunkten. V1 bezeichnet den Amplitudenwert des Strommesssignals Vs2 zum ersten Auswertezeitpunkt t1, und V2 bezeichnet den Amplitudenwert des Strommesssignals Vs2 zum zweiten Auswertezeitpunkt t2.  $\Delta t$  bezeichnet den zeitlichen Abstand zwischen den Auswertezeitpunkten t1, t2.

**[0067]** Zur Erzeugung des Vergleichswertsignals V7 ist außerdem vorgesehen, den während jeder Teilperiode ermittelten Änderungswert  $\Delta V_{s2}/\Delta t$  mit einem Referenzwert zu vergleichen und das Vergleichssignal V7 so zu erzeugen, dass es abhängig ist von einer Differenz zwischen dem Änderungswert  $\Delta V_{s2}/\Delta t$  und dem Referenzwert. Ein Beispiel einer Vergleichswerterzeugungsschaltung 7 mit einer solchen Funktionalität ist in Figur 12 dargestellt. Diese Vergleichswerterzeugungsschaltung 7 weist eine Abtastschaltung 71 auf, der das Strommesssignal Vs2 zugeführt ist, und die einen Änderungswert  $\Delta V_{s2}/\Delta t$  erzeugt. Dieser Änderungswert  $\Delta V_{s2}/\Delta t$  ist zusammen mit einem Referenzwert Vref einem Regler 72 zugeführt. Der Regler 72 ist beispielsweise ein Proportional-Integral-Regler, der eine Differenz zwischen dem Änderungswert  $\Delta V_{s2}/\Delta t$  und dem Referenzwert Vref ermittelt und der das Vergleichssignal V7 derart erzeugt, dass es sowohl einen Proportionalanteil, als auch einen Integralanteil besitzt. Der Proportionalanteil ist dabei abhängig von einer momentanen Differenz zwischen dem aktuellen Änderungswert  $\Delta V_{s2}/\Delta t$  und dem Referenzwert Vref. Der Integralanteil ist abhängig von Differenzen zwischen Änderungswerten und dem Referenzwert, die für eine Anzahl vergangener Ansteuerperioden ermittelt wurden.

**[0068]** Der Änderungswert  $\Delta V_{s2}/\Delta t$  kann durch die Abtastschaltung 71 auf verschiedene Weise ermittelt werden. Bezugnehmend auf Figur 10 besteht beispielsweise die Möglichkeit, den zeitlichen Abstand  $\Delta t$  zwischen den Abtastzeitpunkten t1, t2 fest vorzugeben. In diesem Fall stellt der Betrag der Differenz

$$\Delta V = |V_2 - V_1| \quad (2)$$

zwischen den zu diesen Abtastzeitpunkten t<sub>1</sub>, t<sub>2</sub> ermittelten Amplitudenwerten V<sub>1</sub>, V<sub>2</sub> unmittelbar ein Maß für den Änderungswert dar. Der Betrag dieser Differenzen stellt in diesem Fall einen ersten Differenzwert dar, aus dem unter Verwendung des Referenzwertes V<sub>ref</sub> in erläuterter Weise ein zweiter Differenzwert ermittelt wird. Der Vergleichswert V<sub>7</sub> ist hierbei abhängig von einer Anzahl von zweiten Differenzwerten, die während mehrerer Ansteuerperioden ermittelt wurden. Bei einem steilen Anstieg des Strommesssignals V<sub>s2</sub>, wie er bei einer beginnenden Sättigung der Schwingkreisinduktivität L<sub>1</sub> auftritt, erhält man in diesem Fall einen größeren Änderungswert  $\Delta V$  als bei einem weniger steilen Anstieg des Strommesssignals V<sub>s2</sub>, wie er dann auftritt, wenn die Schwingungsamplitude noch kleiner ist.

**[0069]** Der zeitliche Abstand der Abtastzeitpunkte t<sub>1</sub>, t<sub>2</sub> ist beispielsweise so gewählt, dass er kleiner ist als die Zeitdauer zwischen dem Nulldurchgang und dem Zeitpunkt der Erzeugung des Abschaltpegels des Einschaltdauerregelsignals S<sub>7</sub>. Dieser Zeitpunkt ist in Figur 10 mit t<sub>7</sub> bezeichnet. t<sub>0</sub> bezeichnetet in Figur 10 den Zeitpunkt eines Nulldurchgangs des Spannungsmesssignals V<sub>s2</sub>. Der zeitliche Abstand zwischen den Abtastzeitpunkten t<sub>1</sub>, t<sub>2</sub> kann insbesondere so gewählt sein, dass er in etwa der Hälfte des zeitlichen Abstandes zwischen dem Nulldurchgang t<sub>0</sub> und dem Zeitpunkt t<sub>7</sub> entspricht oder darunter liegt. Die Abtastzeitpunkte t<sub>1</sub>, t<sub>2</sub> können beide nach dem Nulldurchgang t<sub>0</sub> liegen, wobei der erste Abtastzeitpunkt t<sub>1</sub> auch mit dem Zeitpunkt t<sub>0</sub> des Nulldurchgangs übereinstimmen kann. Darüber hinaus könnte der erste Abtastzeitpunkt t<sub>1</sub> auch zeitlich vor dem Nulldurchgang liegen. Der erste Abtastzeitpunkt t<sub>1</sub> kann beispielsweise über den Zeitpunkt t<sub>0</sub> des Nulldurchgangs festgelegt werden und so gewählt sein, dass er stets in einem festen zeitlichen Abstand, einschließlich Null, zu dem Nulldurchgangszeitpunkt liegt. Der erste Abtastzeitpunkt t<sub>1</sub> kann aber auch durch einen Vergleich des Strommesssignals V<sub>s2</sub> mit einem Vergleichswert festgelegt werden. Dieser erste Abtastzeitpunkt t<sub>1</sub> liegt in diesem Fall dann vor, wenn das Strommesssignal V<sub>s2</sub> diesen Vergleichswert erreicht. Die zeitliche Lage des zweiten Abtastzeitpunkts t<sub>2</sub> ist in beiden Fällen durch die zeitliche Lage des ersten Abtastzeitpunktes t<sub>1</sub> und den gewünschten zeitlichen Abstand  $\Delta t$  zwischen den Abtastzeitpunkten t<sub>1</sub>, t<sub>2</sub> vorgegeben.

**[0070]** Die Abtastzeitpunkte liegen insbesondere derart ausreichend nah am Nulldurchgangszeitpunkt, dass sichergestellt ist, dass zu den Auswertezeitpunkten noch keine Sättigung der Schwingkreisinduktivität vorhanden ist, dass der zu den Auswertezeitpunkten vorliegende Schwingkreisstrom also noch kleiner ist als ein Strom, bei dem eine Sättigung der Schwingkreisinduktivität beginnt. Auf diese Weise ist sichergestellt, dass eine Auswertung des Schwingkreisstromes zur Ermittlung der Schwingungsamplitude zu einer Zeit erfolgt, zu der noch keine sättigungsbedingte Verzerrung des Stromverlaufs vorliegt.

**[0071]** Bezugnehmend auf Figur 11 ist bei einem weiteren Beispiel zur Ermittlung des Änderungswertes  $\Delta V_{s2}/\Delta t$  vorgesehen, erste und zweite Schwellenwerte V<sub>1</sub>, V<sub>2</sub> vorzugeben und einen zeitlichen Abstand  $\Delta t$  bzw.  $\Delta t'$  zwischen zwei Zeitpunkten zu ermitteln, zu denen das Strommesssignal V<sub>s2</sub> jeweils diese Schwellenwerte erreicht. In Figur 12 sind mit t<sub>1</sub> und t<sub>2</sub> erste und zweite Abtastzeitpunkte bezeichnet, zu denen das Strommesssignal V<sub>s2</sub> die Schwellenwerte V<sub>1</sub>, V<sub>2</sub> erreicht, wenn der mit durchgezogener Linie dargestellte steile Signalverlauf vorliegt, und t<sub>1'</sub>, t<sub>2'</sub> bezeichnen die Abtastzeitpunkte, zu denen diese Schwellenwerte V<sub>1</sub>, V<sub>2</sub> erreicht werden, wenn der flachere Signalverlauf vorliegt. Bei einem solchen Vorgehen stellt der Kehrwert der zeitlichen Differenz  $\Delta t$ ,  $\Delta t'$  unter Berücksichtigung der Differenz zwischen den Schwellenwerten V<sub>1</sub>, V<sub>2</sub> unmittelbar ein Maß für den Änderungswert  $\Delta V_{s2}/\Delta t$  dar. Die ersten und zweiten Schwellenwerte V<sub>1</sub>, V<sub>2</sub> können beide positiv sein. Darüber hinaus kann der erste Schwellenwert V<sub>1</sub> auch negativ und der zweite Schwellenwert V<sub>2</sub> positiv sein.

**[0072]** Die Erzeugung des Änderungswertes  $\Delta V_{s2}/\Delta t$  und die Erzeugung des Vergleichssignals V<sub>7</sub> sind so aufeinander abgestimmt, dass der Vergleichswert V<sub>7</sub> umso kleiner wird, je größer der Änderungswert  $\Delta V_{s2}/\Delta t$  im Vergleich zu dem Referenzwert V<sub>ref</sub> wird. Ein großer Änderungswert  $\Delta V_{s2}/\Delta t$  deutet auf einen steilen Signalverlauf des Strommesssignals V<sub>s2</sub> hin; in diesem Fall soll die maximale Zeitdauer T<sub>max</sub>, während der der zweite Schalter T<sub>12</sub> nach dem Nulldurchgang des Strommesssignals V<sub>s2</sub> noch eingeschaltet bleibt, verkleinert werden, um das Erreichen sehr hoher Stromwerte des Schwingkreisstromes I<sub>1</sub> sicher zu verhindern.

**[0073]** Bei der erläuterten Erzeugung des Vergleichssignals V<sub>7</sub> unter Verwendung einer Abtastschaltung 71 und eines Reglers 72 wirken sich Änderungen des zeitlichen Verlaufs des Strommesssignals V<sub>s2</sub> erst zeitverzögert mit einer Verzögerungszeit von einer Periodendauer auf die Erzeugung des Vergleichssignals V<sub>7</sub> aus. Um bei Beginn eines Sättigungsbetriebs der Schwingkreisinduktivität L<sub>2</sub> unmittelbar eine Verkürzung der Ansteuerperiode T<sub>p</sub> und damit einer Erhöhung der Schaltfrequenz zu erreichen, ist bei einem Beispiel vorgesehen, das Zeitmesssignal V<sub>8</sub> derart abhängig von dem Schwingkreisstrom I<sub>1</sub> zu erzeugen, dass das Zeitmesssignal V<sub>8</sub> bei einem hohen Schwingkreisstrom I<sub>1</sub> schneller ansteigt, so dass bei zunächst unverändertem Vergleichswert V<sub>7</sub> dieser Vergleichswert V<sub>7</sub> dennoch früher erreicht wird.

**[0074]** Bezugnehmend auf Figur 9 besteht hierzu beispielsweise die Möglichkeit, das Strommesssignal V<sub>s2</sub> über einen Kondensator 84 dem kapazitiven Speicherelement 81 des Zeitmessglieds 80 zuzuführen. Das Strommesssignal V<sub>s2</sub> sorgt hierbei für einen Offset des Zeitmesssignals V<sub>8</sub> der umso größer ist, je größer die Amplitude des Strommesssignals V<sub>s2</sub> ist. Ein steiler Anstieg des Strommesssignals V<sub>s2</sub> und damit verbundene hohe Amplituden des Strommesssignals wirken sich auf diese Weise unmittelbar auf eine Verkürzung der Zeitdauer T<sub>max</sub> zwischen einem Nulldurchgang des Strommesssignals V<sub>s2</sub> und dem Abschalten des zweiten Schalters T<sub>12</sub> aus.

**[0075]** Alternativ oder zusätzlich zu dem Vorsehen eines solchen Koppelkondensators 84 besteht die Möglichkeit, die

Stromquelle 83 der Zeitmessanordnung 8 so zu realisieren, dass diese den Ladestrom I83 für das kapazitive Speicher-element 81 derart erzeugt, dass der Ladestrom I83 ansteigt, wenn das Strommesssignal Vs2 einen vorgegebenen Schwellenwert übersteigt. Eine solche Abhängigkeit des Ladestroms I83 von dem Strommesssignal Vs2 ist in Figur 13 beispielhaft dargestellt. Vth bezeichnet in Figur 13 den Schwellenwert des Strommesssignals Vs2 ab dem der Ladestrom I83 ansteigt.

**[0076]** Ein schaltungstechnisches Realisierungsbeispiel einer gesteuerten Stromquelle 83 mit der anhand von Figur 13 erläuterten Funktionalität, ist in Figur 14 dargestellt. Diese gesteuerte Stromquelle 83 weist eine erste Stromquelle 831 und eine zweite Stromquelle 832 auf. Die erste Stromquelle 831 bestimmt den "Grundstrom" der gesteuerten Stromquelle 83, der unabhängig von dem Strommesssignal Vs2 fließt. Diese erste Stromquelle 832 kann eine durch das Frequenzsignal FS gesteuerte Stromquelle sein, wobei in diesem Fall der Grundstrom von dem Frequenzsignal FS abhängig ist. Die gesteuerte Stromquelle 83 weist eine Stromspiegelanordnung mit zwei Stromspiegeln auf, die jeweils einen Eingangstransistor und einen Ausgangstransistor aufweisen. Diese Stromspiegel sind so verschaltet, dass sie einen durch die erste Stromquelle 831 bereitgestellten "Grundstrom" I831 auf den durch die gesteuerte Stromquelle 83 bereitgestellten Ladestrom I83 abbilden. Die erste Stromquelle 831 ist hierzu in Reihe zu einem Eingangstransistor 835 des ersten Stromspiegels 835, 836 geschaltet. Der Ladestrom I83 wird durch einen Ausgangstransistor 837 des zweiten Stromspiegels 837, 838 bereitgestellt. Ein Ausgangstransistor 836 des ersten Stromspiegels ist in Reihe zu einem Eingangstransistor 838 des zweiten Stromspiegels geschaltet.

**[0077]** Die gesteuerte Stromquelle 83 weist außerdem einen Vergleicher 833, 834 auf, der das Strommesssignal Vs2 mit dem Schwellenwert Vth vergleicht und der abhängig von diesem Vergleichsergebnis dem von der ersten Stromquelle 831 gelieferten Grundstrom I831 einen von dem Vergleich abhängigen Teil des von der zweiten Stromquelle 832 gelieferten Strom I832 hinzufügt. Dieser Vergleicher weist zwei Transistoren 833, 834 auf, von denen ein erster 833 durch das Strommesssignal Vs2 und von denen ein zweiter 834 durch eine den Schwellenwert Vth bereitstellende Spannungsquelle 839 angesteuert ist. Die Laststrecke des ersten Transistors 833 ist hierbei zwischen die zweite Stromquelle 832 und ein Bezugspotential geschaltet, während die Laststrecke des zweiten Transistors 834 zwischen die zweite Stromquelle 832 und den beiden Transistoren 835, 836 des ersten Stromspiegels gemeinsamen Knoten geschaltet ist. Die beiden Transistoren 833, 834 der Vergleicherschaltung sind in dem dargestellten Beispiel als p-Kanal-Transistoren realisiert. Ist das Strommesssignal Vs2 kleiner als der Schwellenwert Vth so leitet der erste Transistor 833 der Vergleicherschaltung mehr als der zweite Transistor 834, so dass ein wesentlicher Teil des zweiten Stromes I832 über den ersten Transistor 833 abfließt. Übersteigt das Strommesssignal Vs2 den Schwellenwert Vth, so fließt ein wesentlicher Teil des Stromes I832 über den zweiten Transistor 834 und wird auf diese Weise in den ersten Stromspiegel eingespeist und trägt so zu einer Erhöhung des Ladestroms I83 bei.

**[0078]** Eine einfache und kostengünstig zu realisierende Vergleichswerterzeugungsschaltung 7, die den Vergleichswert V7 in der erläuterten Weise abhängig von dem Änderungswert erzeugt, ist in Figur 15 dargestellt. Die Funktionsweise dieser Vergleichswerterzeugungsschaltung 7 wird anschaulich anhand in Figur 16 beispielhaft dargestellter zeitlicher Verläufe des Strommesssignals Vs2 und des Vergleichswertes V7.

**[0079]** Die Vergleichswerterzeugungsschaltung 7 weist den bereits erläuterten Regler 72 mit einem invertierenden Eingang und einem nichtinvertierenden Eingang sowie einem Ausgang, an dem Vergleichswert V7 zur Verfügung steht, auf. Dieser Regler 72 weist in dem dargestellten Beispiel einen Regelverstärker 721 sowie zwei Kapazitäten 722, 723 auf, die parallel zueinander zwischen den invertierenden Eingang und den Ausgang des Regelverstärkers 721 geschaltet sind. In Reihe zu einer 723 der beiden Kapazitäten 722, 723 ist dabei ein Schalter 724 geschaltet. Zwischen den nicht invertierenden Eingang des Regelverstärkers 721 und ein Bezugspotential GND ist eine Spannungsquelle 80 geschaltet, die eine Konstantspannung zur Verfügung stellt und die zur Einstellung des Arbeitspunktes des Reglers 72 dient. Der Regelverstärker 721 ist als Operationsverstärker ausgebildet und ist hierbei mit der Kapazität 722 als Integrierer verschaltet, der die an seinem invertierenden Eingang zur Verfügung stehende Ladung aufintegriert.

**[0080]** Die Vergleichswerterzeugungsschaltung 7 weist außerdem eine erste Kapazität 74 und eine zweite Kapazität 75 auf, die jeweils erste und zweite Anschlüsse aufweist und deren zweite Anschlüsse an einem gemeinsamen Schaltungsknoten angeschlossen sind. Dieser gemeinsame Schaltungsknoten ist über einen ersten Schalter 78 an den nichtinvertierenden Eingang und über einen zweiten Schalter 79 an den invertierenden Eingang des Reglers 72 angeschlossen. Der erste Anschluss der ersten Kapazität 74 ist über zwei weitere Schalter: einen dritten Schalter 76 und einen vierten Schalter 77 wahlweise an die das Referenzsignal Vref bereitstellende Referenzspannungsquelle 73 oder Bezugspotential GND anschließbar. Dem ersten Anschluss der zweiten Kapazität 75 ist das Strommessignal Vs2 zugeführt.

**[0081]** Während einer Ansteuerperiode besitzt die Vergleichswerterzeugungsschaltung 7 drei unterschiedliche Betriebszustände, die mit A, B und C bezeichnet sind. Die einzelnen Schalter der Vergleichswerterzeugungsschaltung 7 sind während dieser Betriebszustände leitend oder sperrend angesteuert. Zum besseren Verständnis sind in Figur 15 neben den jeweiligen Schaltern die Betriebszustände angegeben, während denen die einzelnen Schalter leitend angesteuert sind.

**[0082]** Ein erster Betriebszustand bzw. eine erste Betriebsphase A reicht bis zu dem ersten Auswertezeitpunkt t1, der beispielsweise mit dem Nulldurchgangszeitpunkt übereinstimmt. Während dieser Betriebsphase sind der erste Schalter

78 und der die erste Kapazität 74 an die Referenzspannungsquelle 73 anschließende dritte Schalter 76 geschlossen. Die erste Kapazität 74 wird dadurch auf eine Spannung aufgeladen, die der Referenzspannung Vref abzüglich der durch die Spannungsquelle 80 gelieferten Arbeitspunktspannung V80 entspricht. Über der zweiten Kapazität 75 liegt während dieser Betriebsphase eine Spannung an, die dem Strommesssignal Vs2 abzüglich der Arbeitspunktspannung V80 entspricht.

**[0083]** Der zweite Betriebszustand bzw. die zweite Betriebsphase B beginnt mit dem ersten Auswertezeitpunkt t1 und endet mit dem zweiten Auswertezeitpunkt t2. Zum Zeitpunkt t1 wird der erste Schalter 78 geöffnet und der zweite Schalter 79 wird geschlossen. Außerdem wird der die erste Kapazität 74 an die Referenzspannungsquelle 73 anschließende dritte Schalter 76 geöffnet, und der die erste Kapazität 74 an Bezugspotential GND anschließende vierte Schalter 77 wird geschlossen. Der erste Auswertezeitpunkt entspricht beispielsweise dem Nulldurchgangszeitpunkt, wovon für die nachfolgende Erläuterung ausgegangen wird. Für die nachfolgende Erläuterung der Vorgänge während der zweiten Betriebsphase B sei angenommen, dass sich das Strommesssignal Vs2 nach dem Nulldurchgangszeitpunkt bezogen auf die Dauer der noch erläuterten Schaltvorgänge der Schalter 76-79 und bezogen auf die Dauer eines noch zu erläuternden Einschwingvorgangs des Operationsverstärkers 721, langsam ändert, so dass der Einfluss einer Änderung des Strommesssignals Vs2 zu Beginn der Betriebsphase B zunächst vernachlässigt werden kann.

**[0084]** Wird der zweite Schalter 79 zu Beginn der zweiten Betriebsphase geschlossen, so integriert der Integrierer 721, 722 alle Ladungen die an seinen invertierenden Eingang eingespeist werden, auf. Kurz vor dem ersten Abtastzeitpunkt t1, d.h. kurz vor Schließen des zweiten Schalters 79, ist die Spannung über dem zweiten Schalter 79 Null. Dies ist dadurch bedingt, dass der während der ersten Betriebsphase geschlossene erste Schalter 78 das Potential des gemeinsamen Knotens der ersten und zweiten Kapazitäten 74 und 75 auf den Wert der Arbeitspunktspannung V80 zwingt und dass die Differenz-Eingangsspannung des als Operationsverstärker realisierten Regelverstärkers 721 bei geschlossenem Regelkreis Null ist. Wenn zum ersten Abtastzeitpunkt t1 der erste Schalter 78 geöffnet und der zweite Schalter 79 geschlossen wird, fließt allein durch diesen Vorgang keine Ladung auf den invertierenden Eingang zu oder von diesem invertierenden Eingang weg. Gleichzeitig werden jedoch der dritte Schalter 76 geöffnet und der vierte Schalter 77 geschlossen. Durch diesen Vorgang ändert sich das Potential an dem gemeinsamen Knoten der ersten Kapazität 74, und des ersten und zweiten Schalters 76, 77 um eine Spannung, die der Referenzspannung Vref entspricht. Weil der Operationsverstärker 721 aufgrund des geschlossenen Regelkreises den Spannungsausgleich an seinen Eingängen wieder herstellt, ist das Potential an dem der ersten Kapazität 74 und dem zweiten Schalter 79 gemeinsamen Knoten vor Beginn der zweiten Betriebsphase, d.h. vor dem ersten Abtastzeitpunkt t1, und nach Ablauf einer Einschwingzeit des Operationsverstärkers 721 nach Beginn der zweiten Betriebsphase gleich. Die in der ersten Kapazität 74 gespeicherte elektrische Ladung ändert sich dabei um einen Wert, der dem Produkt aus dem Kapazitätswert dieser ersten Kapazität und der Referenzspannung Vref entspricht. Diese Ladungsmenge fließt im Laufe des Einschwingvorganges von dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers 721 und damit von dem Integrierereingang ab. Die Spannung am Ausgang des Integrierers ändert sich dabei um eine Spannungsdifferenz, die dem Quotienten aus der abgeflossenen Ladungsmenge und dem Kapazitätswert der Kapazität 722 des Reglers 7 entspricht. Diese Änderung ist im zeitlichen Verlauf gemäß Figur 16 als Anstieg des Vergleichswertes V7 unmittelbar nach dem ersten Abtastzeitpunkt t1 ersichtlich.

**[0085]** Im weiteren zeitlichen Verlauf der zweiten Betriebsphase steigt das Strommesssignal Vs2 langsam weiter an. Ein Anschluss der zweiten Kapazität 75 liegt fest auf dem Wert des Strommesssignals Vs2, während der andere Anschluss über den weiterhin geschlossenen zweiten Schalter 79 mit dem Integratoreingang, d.h. dem nichtinvertierenden Eingang des Regelverstärkers 721, verbunden ist und auf einem konstanten Potential liegt, das der Arbeitspunktspannung V80 entspricht.

**[0086]** Eine Änderung der Spannung über der zweiten Kapazität 75 entspricht im weiteren Verlauf einer zeitlichen Änderung des Strommesssignals Vs2. Dem Integratoreingang fließt dabei insgesamt eine Ladung zu, die der Spannungsänderung des Strommesssignals Vs2 ab dem Zeitpunkt t1 multipliziert mit einem Kapazitätswert C75 der zweiten Kapazität 75 entspricht.

**[0087]** Zum zweiten Abtastzeitpunkt t2 wird der zweite Schalter 79 wieder geöffnet und der erste Schalter 78 wird geschlossen. Es kann ab diesem Zeitpunkt also keine weitere Ladung von der zweiten Kapazität 75 auf den Integratoreingang zufließen oder von diesem abfließen, der Integratorzustand wird quasi eingefroren. Die Spannungsänderung am Integratorausgang von einem Zeitpunkt nach dem ersten Abtastzeitpunkt t1, zu dem der Operationsverstärker 721 eingeschwungen ist bis zum zweiten Abtastzeitpunkt t2 entspricht der Spannungsänderung des Strommesssignals Vs2 innerhalb dieser Zeit negativ multipliziert mit dem Kapazitätsverhältnis C75/C722 der Kapazitätswerte C75 und C722 der zweiten Kapazität 75 bzw. der Kapazität 722 des Integrierers. Vom Zeitpunkt t1 bis zum Einschwingen des Operationsverstärkers ändert sich der Integratorausgang um den Wert der Referenzspannung Vref multipliziert mit dem Kapazitätsverhältnis C74/C722 der Kapazitätswerte C74 und C722 der ersten Kapazität 74 und der Kapazität 722 des Integrierers. Damit beträgt eine Spannungsänderung  $\Delta V7$  am Integratorausgang vom ersten Abtastzeitpunkt t1 bis zum zweiten Abtastzeitpunkt t2 insgesamt

$$\Delta V7 = \frac{Vref \cdot C74 - \Delta V \cdot C75}{C722} \quad (3)$$

5

**[0088]** Gilt für die Änderung  $\Delta V$  des Strommesssignals Vs2 innerhalb des Auswertezeitraumes  $\Delta t$ , der zwischen den beiden Abtastzeitpunkten liegt:

10

$$\Delta V = \frac{Vref \cdot C74}{C75} \quad (4)$$

15

so ändert sich der Vergleichswert V7 bezogen auf die Abtastzeitpunkte t1, t2 nicht. Der durch  $Vref \cdot C74/C75$  gegebene Wert stellt hierbei einen Referenzwert dar, mit dem die Änderung  $\Delta V$  des Strommesssignals Vs2 zur Erzeugung des Vergleichssignals V7 verglichen wird. Ist die Änderung  $\Delta V$  des Strommesssignals Vs2 kleiner als dieser Referenzwert, so steigt das Vergleichssignal V7 bezogen auf die Abtastzeitpunkte an; der Zeitverlauf für diesen Fall ist in Figur 16 als gestrichelte Linie dargestellt. Entsprechend wird das Vergleichssignal V7 bezogen auf die Abtastzeitpunkte kleiner, wenn die Änderung  $\Delta V$  des Strommesssignals Vs2 größer als dieser Referenzwert ist; der Zeitverlauf für diesen Fall ist in Figur 17 als durchgezogene Linie dargestellt.

**[0089]** Das am Ausgang des Integrierers zur Verfügung stehende Vergleichssignal V7 bleibt nach dem Ende der zweiten Betriebsphase während der dritten Betriebsphase C bis zum Abschaltzeitpunkt t7 eingefroren und wird entsprechend der vorangehenden Erläuterungen zur Erzeugung des Einschaltdauerregelsignals S7 verwendet.

**[0090]** Die dritte Betriebsphase kann zum Zeitpunkt t7 oder später enden. An diese dritte Betriebsphase schließt sich eine neue erste Betriebsphase A an. Wann der Betriebsphasenübergang von der dritten auf die erste Phase erfolgt ist nicht relevant; er sollte während der Ausschaltdauer des Schalters T12 erfolgen. In der Betriebsphase A ist der Kapazität 722 des Integrierers eine weitere Kapazität 723 parallel geschaltet. Der Kapazitätswert dieser Kapazität 723 beträgt beispielsweise etwa das 3- bis 10-fache des Kapazitätswertes der Kapazität 722. Diese Kapazität 723 wird während der ersten Betriebsphase A auf einen Spannungswert aufgeladen, der der Differenz zwischen dem Vergleichssignal V7 am Ausgang des Integrierers und der Arbeitspunktspannung V80 entspricht. In der darauf folgenden Betriebsphase C liegt über der Kapazität 722 des Integrierers eine Spannung an, die der Differenz zwischen dem "neuen" Vergleichssignal V7 und der Arbeitspunktspannung V80 entspricht. Durch die Parallelschaltung während der anschließenden Betriebsphase A gleichen sich die Spannungen über beiden Kapazitäten auf einen Wert an, der einem Mittelwert der Spannung während der voran gegangenen Betriebsphase A und der unmittelbar vorangegangenen Betriebsphase C entspricht, gewichtet nach dem Kapazitätsverhältnis der Kapazitäten 722 und 723.

**[0091]** Die Abweichungen der zeitlichen Änderung  $\Delta V$  des Strommesssignals von dem Referenzwert  $Vref \cdot C74/C75$  werden für alle vorangegangenen Zyklen in Form der Ladung der Kapazität 723 aufsummiert. Die in dieser Kapazität 723 gespeicherte Ladung repräsentiert somit den Integralanteil (I-Anteil) des am Ausgang des Reglers anliegenden Signals. Der reine I-Anteil ist während der Betriebsphasen A am Integratorausgang V7 abgreifbar. Weil die Ladung der Kapazität 722 während jeder Betriebsphase A auf den I-Anteil zurück gesetzt wird, bis zur Betriebsphase C jedoch zusätzlich eine Ladungsänderung erfährt, die zur Abweichung der zeitlichen  $\Delta V$  von dem Referenzwert  $Vref \cdot C74/C75$  des jeweiligen Betriebszyklus proportional ist, enthält die Kapazität 722 während der Betriebsphase C eine Ladung, die sich von dem I-Anteil um einen Proportionalanteil (P-Anteil) unterscheidet. Das Verhältnis aus I-Anteil und P-Anteil ist durch das Kapazitätsverhältnis der Kapazitäten 722 und 723 wählbar. Die Summe von I-Anteil und P-Anteil der Reglerausgangsspannung ist während der dritten Betriebsphasen C als Vergleichssignal V7 abgreifbar. Das Kapazitätsverhältnis der Kapazitäten ist stark vereinfacht ausgedrückt ein Maß dafür, wie oft die Kapazität 722 während der Betriebsphase B auf eine zur Kapazität 723 unterschiedliche Spannung aufgeladen und anschließend während der Betriebsphase A in die Kapazität 723 entladen werden muss, bis sich die Spannung an der Kapazität 723 um so viel ändert, wie sich die Spannung der Kapazität 722 während jeder Betriebsphase B ändert.

**[0092]** Bezugnehmend auf Figur 16 kann das Vergleichssignal insbesondere während der zweiten Betriebsphase zwar erheblichen Schwankungen unterliegen. Während der Betriebsphase C, während der das Vergleichssignal V7 zur Erzeugung des Einschaltdauerregelsignals S7 verwendet wird, unterliegt das Vergleichssignals V7 allerdings keinen Schwankungen und besitzt während dieser Phase insbesondere die oben erläuterte gewünschte Abhängigkeit von der zeitlichen Änderung  $\Delta V$  des Strommesssignals Vs2 zwischen den Auswertezeitpunkten t1, t2.

**[0093]** Die Steuerung der einzelnen Schalter erfolgt durch eine nicht näher dargestellte Ablaufsteuerung. Dieser Ablaufsteuerung ist beispielsweise eine Information über den Zeitpunkt des Nulldurchgangs zugeführt. Eine Information

über die Auswertedauer  $\Delta t = t_2 - t_1$  ist in der Ablaufsteuerung beispielsweise fest programmiert, so dass Anfang und Ende der zweiten Betriebsphase B, und damit das Ende der ersten und der Anfang der dritten Betriebsphase unter Berücksichtigung des Nulldurchgangszeitpunkts festliegen. Die Ablaufsteuerung erhält außerdem eine Information über den Ausschaltzeitpunkt, zu dem der zweite Schalter T12 ausgeschaltet wird, und ist beispielsweise dazu ausgebildet, das Ende der dritten Betriebsphase - und damit den Anfang der nachfolgenden ersten Betriebsphase - so zu wählen, dass es eine vorgegebene Zeitdauer nach dem Abschaltzeitpunkt liegt.

**[0094]** Bei dem dargestellten Vorschaltgerät bewirkt eine Absenkung der Vergleichsspannung V7 eine Verkürzung der maximalen Einschaltzeitdauer, was insbesondere dann, wenn die Schwingkreisinduktivität im Bereich ihrer Sättigung betrieben wird, zu einer Erhöhung der Anregungsfrequenz führen kann, weil die Einschaltzeitdauer des unteren Schalters T12 ab dem Nulldurchgang verkürzt ist. Dadurch sinkt die Schwingungsamplitude von Vs2 ab. Umgekehrt bewirkt eine Anhebung der Vergleichsspannung V7 eine Verlängerung der maximalen Einschaltzeitdauer Tmax, was zu einer Absenkung der Anregungsfrequenz und damit zu einer Erhöhung der Schwingungsamplitude führen kann, so lange sich der Oszillator im Sättigungsbetriebszustand befindet. Im Normalbetriebszustand sind die Anregungsfrequenz und die Schwingungsamplitude hingegen unabhängig von der Vergleichsspannung V7, da das Ende der Einschaltzeitdauer des zweiten Schalters in diesem Fall bereits erreicht wird, noch bevor ein Zurücksetzen des Oszillators durch das Einschaltzeitdauerregelsignal S7 erfolgt.

**[0095]** Bezugnehmend auf die vorangehenden Erläuterungen beeinflusst das Vergleichssignal V7 die Schaltfrequenz der Halbbrücke nur dann, wenn das Zeitmesssignal V8 den Wert des Vergleichssignals V7 erreicht, noch bevor das Ende der durch die Grundfrequenz des Oszillators 6 vorgegebene Einschaltzeitdauer des zweiten Schalters T12 erreicht ist. Um sicherzustellen, dass die Ansteuerschaltung bei einer beginnenden Sättigung der Schwingkreisinduktivität rasch reagiert, dass das Vergleichssignal V7 also rasch abgesenkt wird, um effektiv eine Verkürzung der Ansteuerperiode zu erreichen, ist bei einem Ausführungsbeispiel vorgesehen, das Vergleichssignal V7 bereits während der Zeitdauer, während der das Frequenzsignal FS zum Zünden der Lampe abgesenkt wird, so zu erzeugen, dass die durch die Einschaltzeitdauerregelung 9 vorgegebene Einschaltzeitdauer annähernd mit der durch die Grundfrequenz des Oszillators 6 vorgegebenen Einschaltzeitdauer übereinstimmt. Dies ist gleichbedeutend damit, dass das Vergleichssignal V7 so erzeugt wird, dass das Zeitmesssignal V8 dieses Vergleichssignal V7 zum gleichen Zeitpunkt erreicht, zu dem die Spannung über dem Kondensator 61 des Oszillators 6 den oberen Vergleichswert V67 erreicht. Das Vergleichswertsignal V7 hat dabei zunächst keinen Einfluss auf die Ansteuerfrequenz. Beginnt die Schwingkreisinduktivität jedoch in Sättigung zu gehen, und steigt der Schwingkreisstrom rasch an, so kann der Vergleichswert V7 ausgehend von dem "eingeschwungenen Wert", der sich zuvor eingestellt hat, rasch weiter abgesenkt werden, um dadurch effektiver die Einschaltzeitdauern der beiden Schalter der Halbbrücke zu begrenzen und damit die Ansteuerfrequenz zunächst wieder anzuheben.

**[0096]** Die Funktionsweise des erläuterten Vorschaltgeräts wird nachfolgend anhand von Figur 17 erläutert, in der jeweils über der Zeit das Frequenzsignal FS, das Strommesssignal Vs2, der Vergleichswert V7 und die Anregungsfrequenz  $f=1/T_p$  dargestellt sind. Um ein Zünden der Lampe zu erreichen, wird das Frequenzsignal FS durch eine nicht näher dargestellte zentrale Steuerschaltung so erzeugt, dass sich das Frequenzsignal FS langsam an die Resonanzfrequenz annähert. In dem dargestellten Beispiel erfolgt eine solche Annäherung an die Resonanzfrequenz durch ein stufenweises (treppenförmiges) Absenken des Frequenzsignals FS. Die durch die Einschaltzeitdauerregelschaltung 9 ermittelte maximale Einschaltzeitdauer Tmax ab dem Stromnulldurchgang ist hierbei zunächst länger als die durch den Oszillator 6 eingestellte Einschaltzeitdauer, die Anregungsfrequenz ist während dieser Betriebsphase dadurch zunächst von dem Frequenzsignal FS ab und nicht von dem Vergleichssignal V7 abhängig. Die Frequenz  $f=1/T_p$  sinkt bedingt durch das Absenken des Frequenzsignals FS ab. Diese Frequenz  $1/T_p$  liegt beispielsweise im Bereich von einigen 10kHz.

**[0097]** Die Amplitude des Strommesssignals Vs2 steigt während dem Absenken der Frequenz f zunächst relativ langsam an. Das Vergleichssignal V7 kann während dieser Phase so nachgeführt werden, dass der Oszillator 6 im Normalbetriebszustand, jedoch an der Grenze zum Sättigungsbetriebszustand betrieben wird. Das Vergleichssignal V7 ist also so eingestellt, dass ein Signalimpuls des Einschaltzeitdauerregelsignals S7 (vgl. Figuren 6 und 7) zum selben Zeitpunkt oder kurz nach einem Zeitpunkt erzeugt wird, zu dem der Oszillator 6 bedingt durch das Frequenzsignal FS ohnehin zurückgesetzt wird. Das Vergleichssignal V7 steigt dabei langsam an.

**[0098]** Es bezeichnet in Figur 17 einen Zeitpunkt, zu dem die Schwingkreisinduktivität beginnt in Sättigung zu gehen. Die Amplitude des Strommesssignals Vs2 steigt nun wesentlich schneller an. Ein abruptes Ansteigen der Amplitude kann dabei beispielsweise durch die anhand der Figuren 9 und 14 erläuterten Maßnahmen verhindert werden, bei denen das Strommesssignal über einen Koppelkondensator 84 oder eine gesteuerte Stromquelle 83 unmittelbar die Erzeugung des Einschaltzeitdauerregelsignals S7 beeinflusst, wodurch bereits eine Verkürzung der Einschaltzeitdauer erreicht wird, noch bevor über das Vergleichssignal V7 eine Verkürzung der Einschaltzeitdauer erreicht werden kann.

**[0099]** Während des Anstiegs der Stromamplitude erhöht sich bedingt durch die Verkürzung der Einschaltzeitdauern die Anregungsfrequenz f. Diese erhöhte Frequenz liegt beispielsweise im Bereich von 50kHz. Der Oszillator arbeitet nun im Sättigungsbetriebszustand, d.h. das Einschaltzeitdauerregelsignal S7 bestimmt die Anregungsfrequenz und nicht mehr das Frequenzsignal FS. Dieser Übergang des Oszillators 6 in den Sättigungsbetriebszustand wird durch die Ablaufsteuerung (nicht dargestellt) detektiert, die daraufhin das Frequenzsignal nicht weiter absenkt. Eine solche Detektion

des Sättigungsbetriebszustandes kann bezugnehmend auf Figur 7 beispielsweise dadurch erfolgen, dass die zeitlichen Lage eines durch den Komparator 67 erzeugten Rücksetzimpulses und eines Impulses des Einschaltdauerregelsignals S7 miteinander verglichen werden. Liegt der Impuls des Einschaltdauerregelsignals S7 während mehrerer aufeinanderfolgender Ansteuerzyklen zeitlich vor dem Rücksetzimpuls des Komparators, so kann davon ausgegangen werden, dass sich der Oszillator 6 im Sättigungsbetriebszustand befindet.

**[0100]** Die zuvor erläuterte Regelung des Vergleichssignals V7, beispielsweise mittels eines PI-Reglers, verhindert während dieses Betriebszustandes ein unkontrolliertes Ansteigen der Schwingkreisamplitude. Ein Ansteigen des Vergleichssignals V7 nach dem Sättigungszeitpunkt  $t_s$  kann in dem dargestellten Beispiel dadurch erklärt werden, dass die Stromanstiegsgeschwindigkeit bzw. die ermittelte zeitliche Änderung  $\Delta V$  des Strommesssignals Vs2 zu diesem Zeitpunkt noch unterhalb des Sollwertes/Referenzwertes liegt. Die Schwingungsamplitude erhöht sich dadurch noch bis zu einem Zeitpunkt  $t_{max\_am}$ , zu dem die zeitliche Änderung  $\Delta V$  des Strommesssignals Vs2 den Referenzwert erreicht, so dass kein weiterer Anstieg des Vergleichswertes V7 mehr erfolgt. Wenn keine Nachregelung des Vergleichssignals an der Grenze zwischen Normalbetriebszustand und Sättigungsbetriebszustand erfolgen würde, wäre das Vergleichssignal bis zum Beginn des Sättigungsbetriebszustands nahezu konstant.

**[0101]**  $t_i$  bezeichnet in Figur 17 einen Zeitpunkt, zu dem die Lampe zündet. Die von der Lampe aufgenommene Wirkleistung steigt dabei so weit an, dass die Schwingungsamplitude einbricht. Der Regler 7 versucht zunächst noch, gegenzusteuern und hebt das Vergleichssignal V7 weiter an. Wegen der geringeren Schwingungsamplitude und der daraus resultierenden längeren Einschaltdauer sinkt die Anregungsfrequenz wieder ab.

**[0102]**  $t_n$  bezeichnet in Figur 17 einen Zeitpunkt, zu dem das Vergleichssignal V7 so weit angestiegen ist, dass der Normalbetriebszustand des Oszillators 6 wieder erreicht ist. Die Ablaufsteuerung detektiert diesen Übergang des Oszillators in den Normalbetriebszustand senkt das Frequenzsignal FS nach einer kurzen Verzögerungszeit weiter bis auf eine Betriebsfrequenz ab, die beispielsweise im Bereich von 40kHz liegt.

**[0103]** Das zuvor erläuterte Verfahren zur Regelung der Zündspannung arbeitet bei einer konstanten oder bei einer sich langsam ändernden Last sehr stabil und genau. Insbesondere können auch Lampenkreise mit Stromvorheizung, bei denen die Lampe für die in Reihe mit dem Resonanzkondensator geschalteten Heizwendeln eine sehr hohe Wirkleistung aufnimmt, ausreichend genau geregelt werden. Insbesondere bei Kaltstartgeräten, bei denen die Lampe von der Zündung nicht vorgeheizt wird, kann es jedoch vorkommen, dass zunächst eine Glimmentladung der Lampe einsetzt und die Lampe dabei Wirkleistung aufnimmt, auf die der Zündregler mit einer Anhebung des Vergleichswertes V7 reagiert, um die abgenommene Wirkleistung bereitzustellen. Die Glimmentladung kann aber spontan auch zeitweise aussetzen, wodurch die Schwingungsamplitude des Schwingkreisstromes I1 wegen der hohen bereitgestellten Wirkleistung relativ schnell ansteigt. Aus Stabilitätsgründen ist der Regler 72 der Auswerteschaltung jedoch so dimensioniert, dass er auf ein solches sehr rasches Ansteigen nicht schnell genug reagieren kann. In diesem Fall wird es zu einer Abschaltung wegen Überstrom durch eine nicht näher dargestellte, in der Halbbrücke vorhandene Überstromschutzschaltung kommen.

**[0104]** Um ein solches überstrombedingtes Abschalten zu vermeiden, ist bei einem Ausführungsbeispiel vorgesehen, das Eingangssignal des Reglers 72 oder den Proportionalanteil des Vergleichssignals V7 unabhängig vom Integralanteil auszuwerten und bei einem schnellen Anstieg des Proportionalanteils das Vergleichssignal V7 abrupt auf einen kleinen Wert abzusenken, und zwar auf einen solchen Wert, der sich üblicherweise ohne Wirklast einstellt. Von diesem neuen Startwert des Vergleichssignals V7 aus kann die Schwingungsamplitude zumindest nicht schnell weiter ansteigen und der Regler 72 hat Zeit, unter den geänderten Lastbedingungen erneut einzuschwingen. Ein solcher Vorgang ist in Figur 18 veranschaulicht, in der der Strom I1 durch die Lampe, die Spannung Vc1 über der Lampe, das Strommesssignal Vs2, das Vergleichssignal V7 und die Schwingkreisfrequenz  $f=1/T_p$  für diesen Fall über der Zeit dargestellt sind.  $t_{10}$  bezeichnet hierbei einen Zeitpunkt nach dem das Vergleichssignal V7 abgesenkt wird.

**[0105]** Bei einer starken Sättigung der Schwingkreisinduktivität verändert sich der Verlauf der Schwingkreisspannung von einem sinusförmigen Verlauf zu einem trapezförmigen Verlauf. Der für ein Zünden der Lampe maßgebliche Effektivwert ist bei gleicher Amplitude bei einem trapezförmigen Spannungsverlauf dabei höher als bei einem sinusförmigen Spannungsverlauf. Bei einem Ausführungsbeispiel ist nun vorgesehen, die Sättigungstiefe zu detektieren, d.h. zu detektieren, wie stark die Schwingkreisinduktivität in Sättigung betrieben wird. Dies kann beispielsweise durch Auswerten des Spitzstromes bzw. des Maximalwertes des Strommesssignals Vs2 erfolgen. Die Sättigungstiefe ist dabei um so höher, je höher dieser Maximalwert ist. Bei einer hohen Sättigungstiefe und einem daraus resultierenden trapezförmigen Spannungsverlauf ist vorgesehen, die Schwingungsamplitude die sich gesteuert durch das Vergleichssignal V7 während des Sättigungsbetriebszustandes einstellt, zu reduzieren. Dies erfolgt beispielsweise dadurch, dass das Vergleichssignal abhängig von der Sättigungstiefe erzeugt und bei einer hohen Sättigungstiefe reduziert wird. Dies kann bei dem in Figur 15 dargestellten Regler 7 beispielsweise dadurch erfolgen, dass zusätzlich Ladung in die geschalteten Kapazitäten 74, 75 eingespeist wird.

**Patentansprüche**

1. Verfahren zum Ansteuern einer Leuchtstofflampe (LL), die an einen Reihenschwingkreis mit einer Schwingkreisinduktivität (L1) und einer Schwingkreiskapazität (C1) angeschlossen ist, mit folgenden Verfahrensschritten:

5           Anlegen einer Anregungswechselspannung mit einer Anregungsfrequenz an den Reihenschwingkreis (L1, C1) unter Verwendung einer Halbbrückenschaltung (T11, T12), die einen Ausgang (OUT) aufweist, an den der Reihenschwingkreis gekoppelt ist, und die einen ersten und einen zweiten Schalter (T11, T12) aufweist, die mit einer durch ein Frequenzsignal (FS) vorgegebenen Grundfrequenz oder mit einer gegenüber der Grundfrequenz erhöhten Frequenz leitend und sperrend angesteuert werden;

10          Erfassen eines den Schwingkreis durchfließenden Schwingkreisstroms, und  
Ansteuern der Schalter (T11, T12) mit der Grundfrequenz oder mit der gegenüber der Grundfrequenz erhöhten Frequenz abhängig von einer zeitlichen Änderung des Schwingkreisstromes (I1) zwischen zwei zeitlich beabstandeten Auswertezeitpunkten (t1, t2), die innerhalb einer Einschaltzeitdauer eines der Schalter (T11, T12) liegen.

- 15          2. Verfahren nach Anspruch 1, das während einer Einschaltzeitdauer (T2) eines der Schalter (T12) aufweist:

Abschalten des Schalters (T12) spätestens nach Ablauf einer vorgegebenen maximalen Zeitdauer (Tmax) nach Vorliegen einer vorgegebenen Phasenlage des Schwingkreisstromes (I1), wobei diese Zeitdauer (Tmax) abhängig ist von einer zeitlichen Änderung des Schwingkreisstromes (I1) zwischen zwei zeitlich beabstandeten Auswertezeitpunkten (t1, t2), die innerhalb der Einschaltzeitdauer liegen.

- 20          3. Verfahren nach Anspruch 2, bei dem die vorgegebene Phasenlage ein Nulldurchgang des Schwingkreisstromes ist.
- 25          4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, bei dem eine Einschaltzeitdauer des einen Schalters (T12) ermittelt wird und bei dem der andere Schalter bei einer nachfolgenden leitenden Ansteuerung für eine Zeitdauer leitend angesteuert wird, die zwischen der Einschaltzeitdauer des einen Schalters (T12) und einer durch das Frequenzsignal (FS) bestimmten Einschaltzeitdauer liegt.
- 30          5. Verfahren nach Anspruch 4, bei der die Einschaltzeitdauer des anderen Schalters (T11) der Einschaltzeitdauer des einen Schalters (T12) entspricht.
- 35          6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5, das aufweist:

Ermitteln eines ersten Differenzwertes, der abhängig ist von einer Differenz zwischen Werten des Schwingkreisstromes (I1) zu den Auswertezeitpunkten;  
Ermitteln eines zweiten Differenzwertes, der abhängig ist von einer Differenz zwischen dem ersten Differenzwert und einem Referenzwert (Vref);  
Einstellen der maximalen Zeitdauer (Tmax) derart, dass sie abhängig ist von wenigstens einem zweiten Differenzwert, der für eine Einschaltzeitdauer ermittelt wurde.

- 40          7. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5, das aufweist:

Ermitteln eines ersten Differenzwertes, der abhängig ist von einer zeitlichen Differenz zwischen den Auswertezeitpunkten, wobei ein erster Auswertezeitpunkt (t1) dann vorliegt, wenn der Schwingkreisstrom (I1) einen ersten Referenzwert (V1) annimmt, und wobei ein zweiter Auswertezeitpunkt (t1) dann vorliegt, wenn der Schwingkreisstrom (I1) einen zweiten Referenzwert (V2) annimmt;  
Ermitteln eines zweiten Differenzwertes, der abhängig ist von einer Differenz zwischen einem von einem Kehrwert des ersten Differenzwertes abhängigen Wert und einem Referenzwert;  
Einstellen der maximalen Zeitdauer (Tmax) derart, dass sie abhängig ist von wenigstens einem zweiten Differenzwert, der für eine Einschaltzeitdauer ermittelt wurde.

- 45          8. Verfahren nach Anspruch 6 oder 7, bei dem die maximale Zeitdauer (Tmax) derart eingestellt wird, dass sie abhängig ist von mehreren zweiten Differenzwerten, die während mehrerer Einschaltzeiten ermittelt wurden.
- 50          9. Verfahren nach Anspruch 8, bei dem die maximale Zeitdauer (Tmax) einen Proportionalanteil aufweist, der proportional ist zu einem der zweiten Differenzwerte, und einen Integralanteil aufweist, der abhängig ist von dem Integral mehrerer zweiter Differenzwerte.

**10.** Lampenvorschaltgerät, das aufweist:

5 einen Reihenschwingkreis mit Anschlussklemmen zum Anschließen einer Leuchtstofflampe;  
eine Halbbrückenschaltung mit einem ersten und einem zweiten Schalter (T11, T12) und mit einem Ausgang (Out), der an den Reihenschwingkreis angeschlossen ist;  
10 eine Ansteuerschaltung (1) die dazu ausgebildet ist, den ersten und zweiten Schalter (T11, T12) abwechselnd leitend und sperrend mit einer von einem Frequenzsignal (FS) abhängigen Grundfrequenz oder mit einer gegenüber der Grundfrequenz erhöhten Frequenz anzusteuern, und dazu ausgebildet ist einen Strom (I1) durch den Schwingkreis zu erfassen und abhängig von einer zeitlichen Änderung des Schwingkreisstromes (I1) zwischen zwei zeitlich beabstandeten Auswertezeitpunkten (t1, t2), die innerhalb einer Einschaltzeitdauer eines der Schalter (T11, T12) liegen, die Schalter mit der Grundfrequenz oder mit einer gegenüber der Grundfrequenz erhöhten Frequenz anzusteuern.

**11.** Lampenvorschaltgerät nach Anspruch 10, bei dem die Ansteuerschaltung aufweist:

15 einen Oszillator (6), dem das Frequenzsignal (FS) und ein Einschaltzeitdauerregelsignal (S7) zugeführt ist und der abhängig von dem Einschaltzeitdauerregelsignal ein Oszillatorsignal (S6) mit einer von dem Frequenzsignal (FS) abhängigen Grundfrequenz oder mit einer gegenüber der Grundfrequenz erhöhten Frequenz bereitstellt;  
20 eine Ansteuersignalzeugungsschaltung (5), der das Oszillatorsignal (S6) zugeführt ist und die dazu ausgebildet ist, ein erstes Ansteuersignal (S11) für den ersten Schalter (T11) und ein zweites Ansteuersignal (S12) für den zweiten Schalter (T12) abhängig von dem Oszillatorsignal zu erzeugen;  
25 eine Strommessanordnung (Rs2), die dazu ausgebildet ist, ein wenigstens zeitweise von einem Strom durch den Schwingkreis abhängiges Strommesssignal (Vs2) zu erzeugen;  
eine Einschaltzeitdauerregelschaltung (9), die dazu ausgebildet ist, eine zeitliche Änderung des Strommesssignals (Vs2) zwischen zwei zeitlich beabstandeten Auswertezeitpunkten (t1, t2), die innerhalb einer Einschaltzeitdauer eines der Schalter (T11, T12) liegen, zu ermitteln und das Einschaltzeitdauerregelsignal (S7) abhängig von dieser zeitlichen Änderung zu erzeugen.

**12.** Lampenvorschaltgerät nach Anspruch 11, bei der die Einschaltzeitdauerregelschaltung (9) aufweist:

30 einen Phasendetektor (91), dem das Strommesssignal (Vs2) zugeführt ist und die ein Phasendetektionssignal (S91) bereitstellt;  
eine durch das Phasendetektionssignal (S91) aktivierbare und deaktivierbare Zeitmessanordnung (8), die dazu ausgebildet ist, in aktiviertem Zustand ein über der Zeit ansteigendes Zeitmesssignal (V8) bereitzustellen;  
35 eine Vergleichswerterzeugungsschaltung (7), der das Strommesssignal (Vs2) zugeführt ist und die dazu ausgebildet ist, einen Vergleichswert (V7) zu erzeugen, der abhängig ist von einer zeitlichen Änderung des Strommesssignals (Vs2) zwischen zwei zeitlich beabstandeten Auswertezeitpunkten (t1, t2), die innerhalb einer Einschaltzeitdauer eines der Schalter (T11, T12) liegen;  
40 einen Vergleicher (95), dem das Zeitmesssignal (V8) und der Vergleichswert (V7) zugeführt sind und der das Einschaltzeitdauerregelsignal (S7) abhängig von einem Vergleich des Zeitmesssignals (V8) mit dem Vergleichswert (V7) erzeugt.

**13.** Lampenvorschaltgerät nach Anspruch 11 oder 12, bei dem die Einschaltzeitdauerregelschaltung (9) dazu ausgebildet ist, das Einschaltzeitdauerregelsignal (S7) abhängig von dem Strommesssignal (Vs2) zu erzeugen.

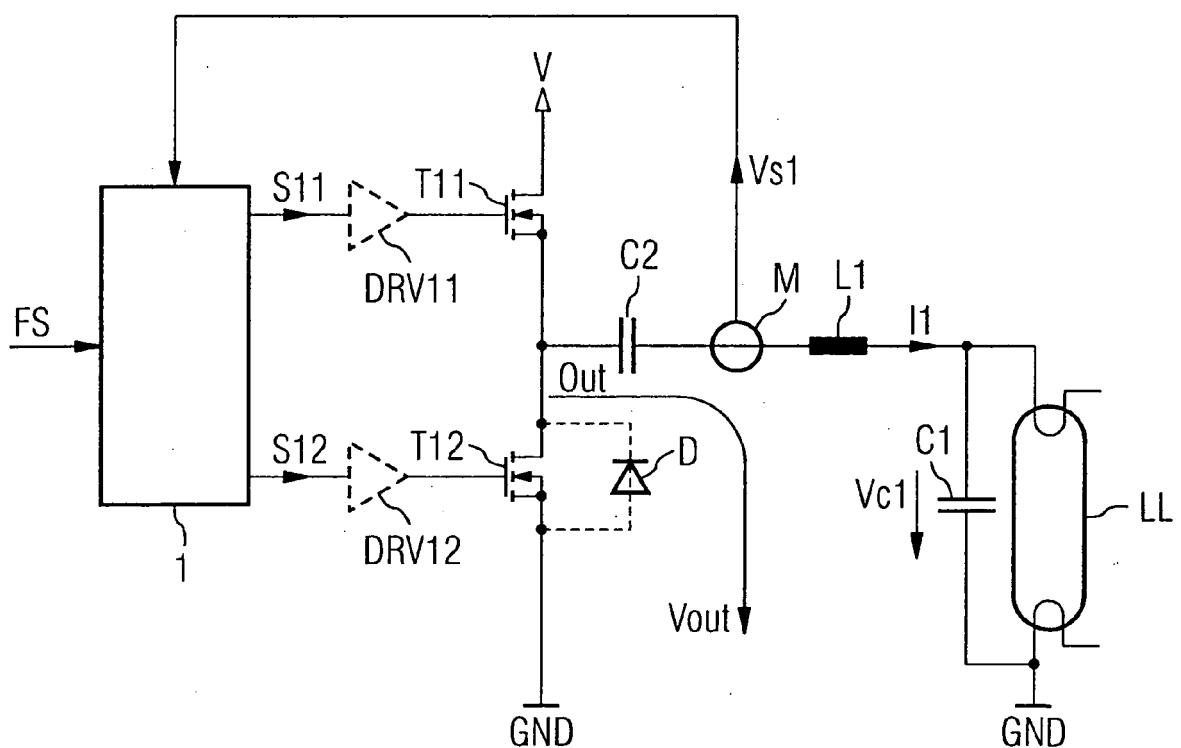
**45 14.** Lampenvorschaltgerät nach Anspruch 12 und 13, bei dem die Zeitmessanordnung (8) dazu ausgebildet ist, das Zeitmesssignal so zu erzeugen, dass eine zeitliche Änderung des Zeitmesssignals (V8) abhängig ist von dem Strommesssignal (Vs2).

**50 15.** Lampenvorschaltgerät nach einem der Ansprüche 12 bis 14, bei dem die Vergleichswerterzeugungsschaltung (7) aufweist:

eine Abtasteinheit (71), der das Strommesssignal zugeführt ist und die dazu ausgebildet ist, einen von einer zeitlichen Änderung des Strommesssignals (Vs2) abhängigen Änderungswert zu erzeugen;  
55 einen Regler, dem der Änderungswert zugeführt ist und der den Vergleichswert (V7) bereitstellt.

**16.** Lampenvorschaltgerät nach Anspruch 15, bei dem der Regler ein PI-Regler ist.

FIG 1



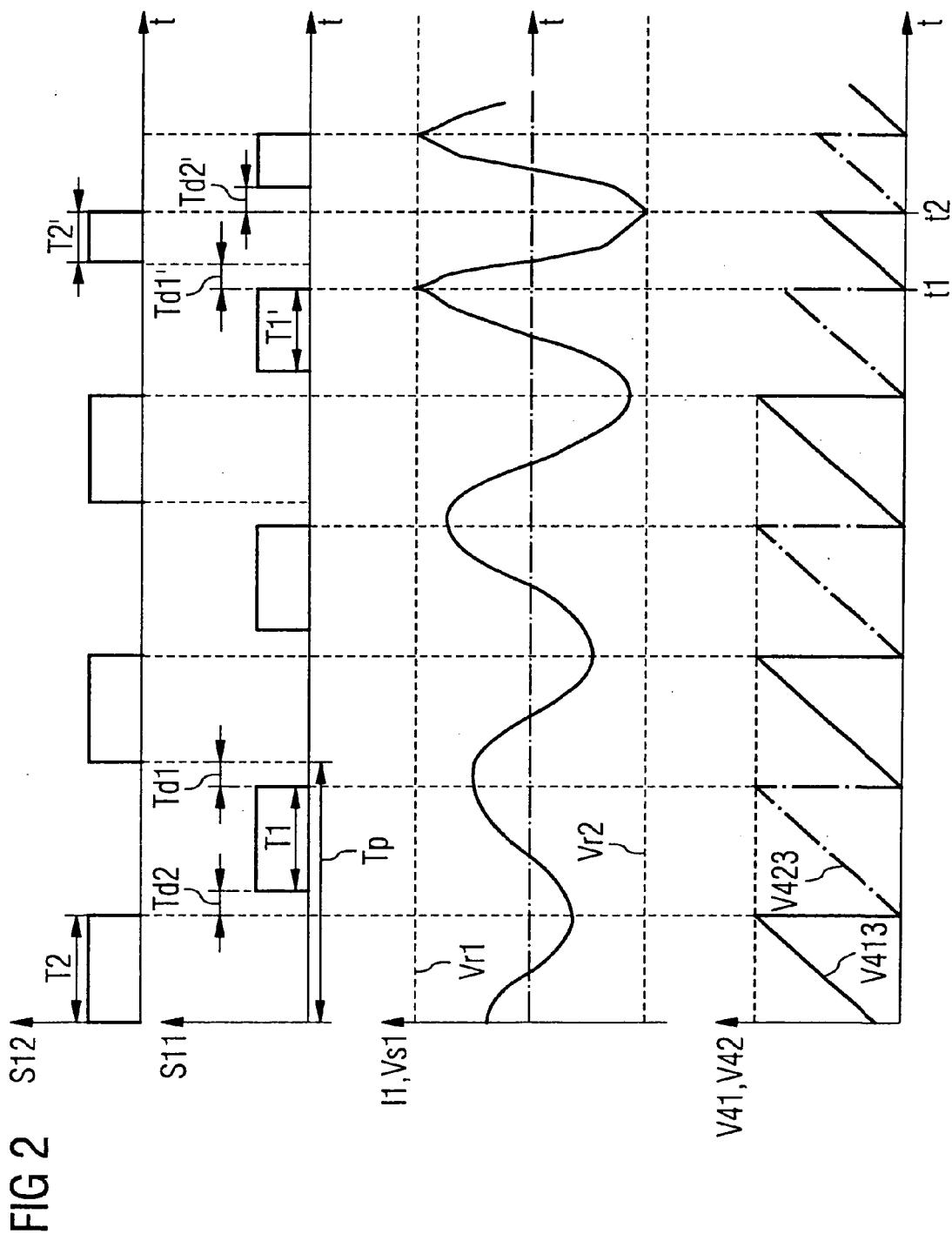


FIG 3

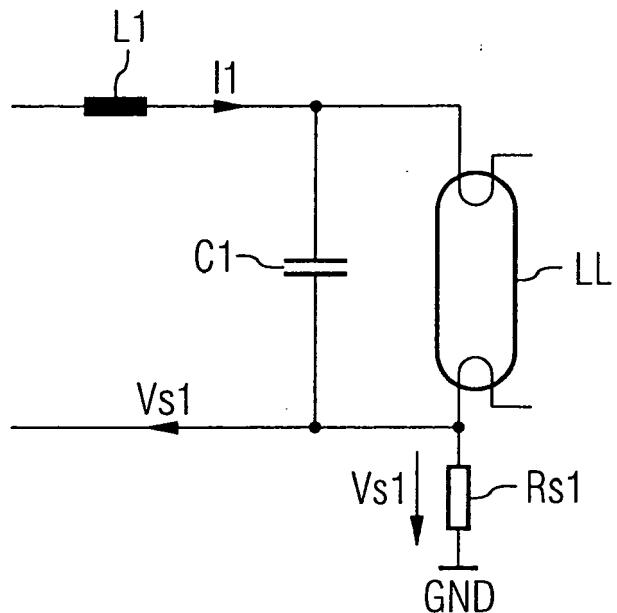
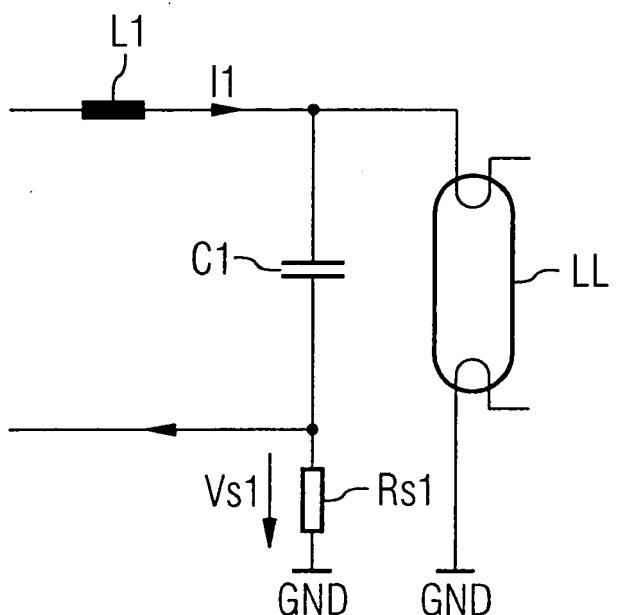
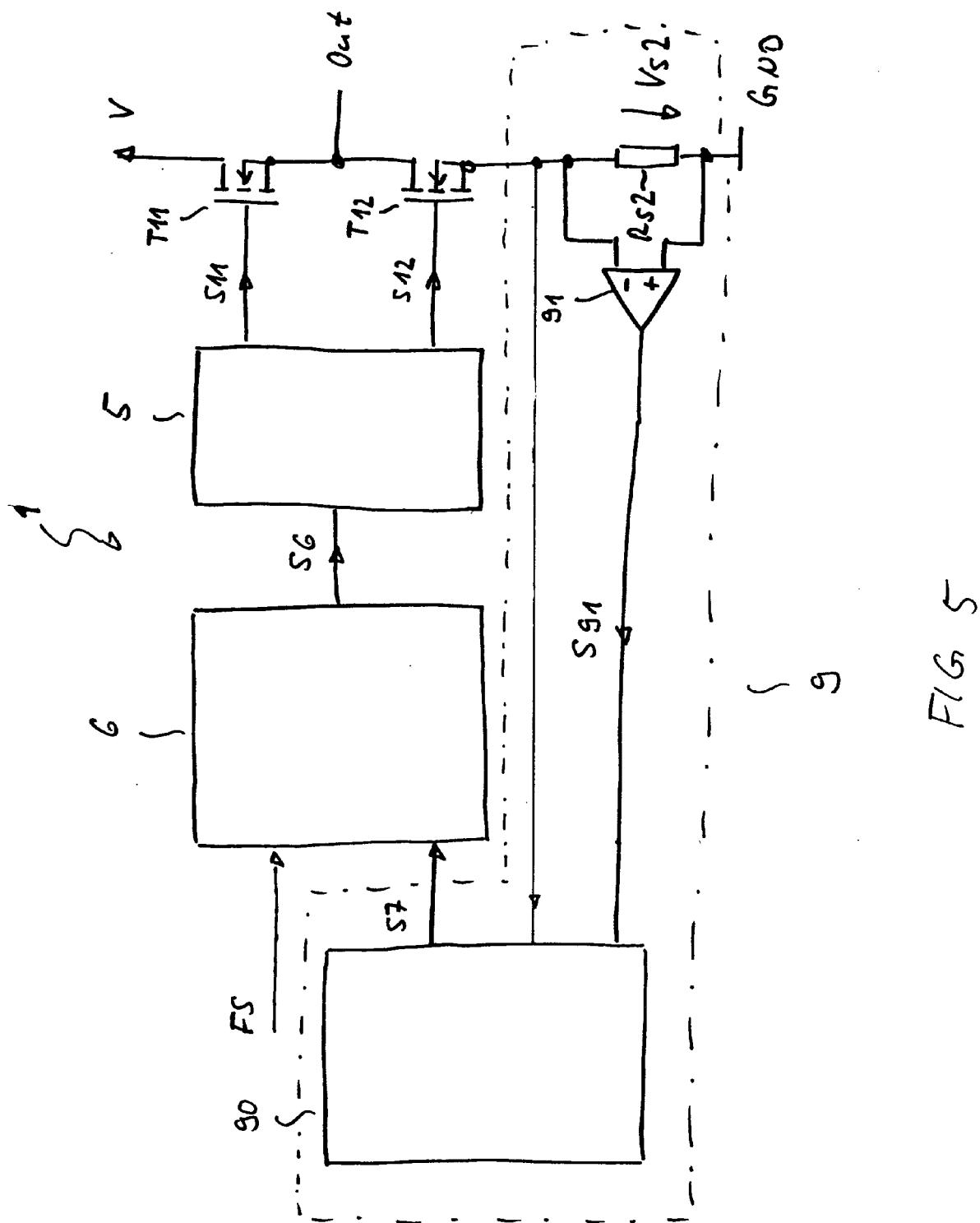


FIG 4





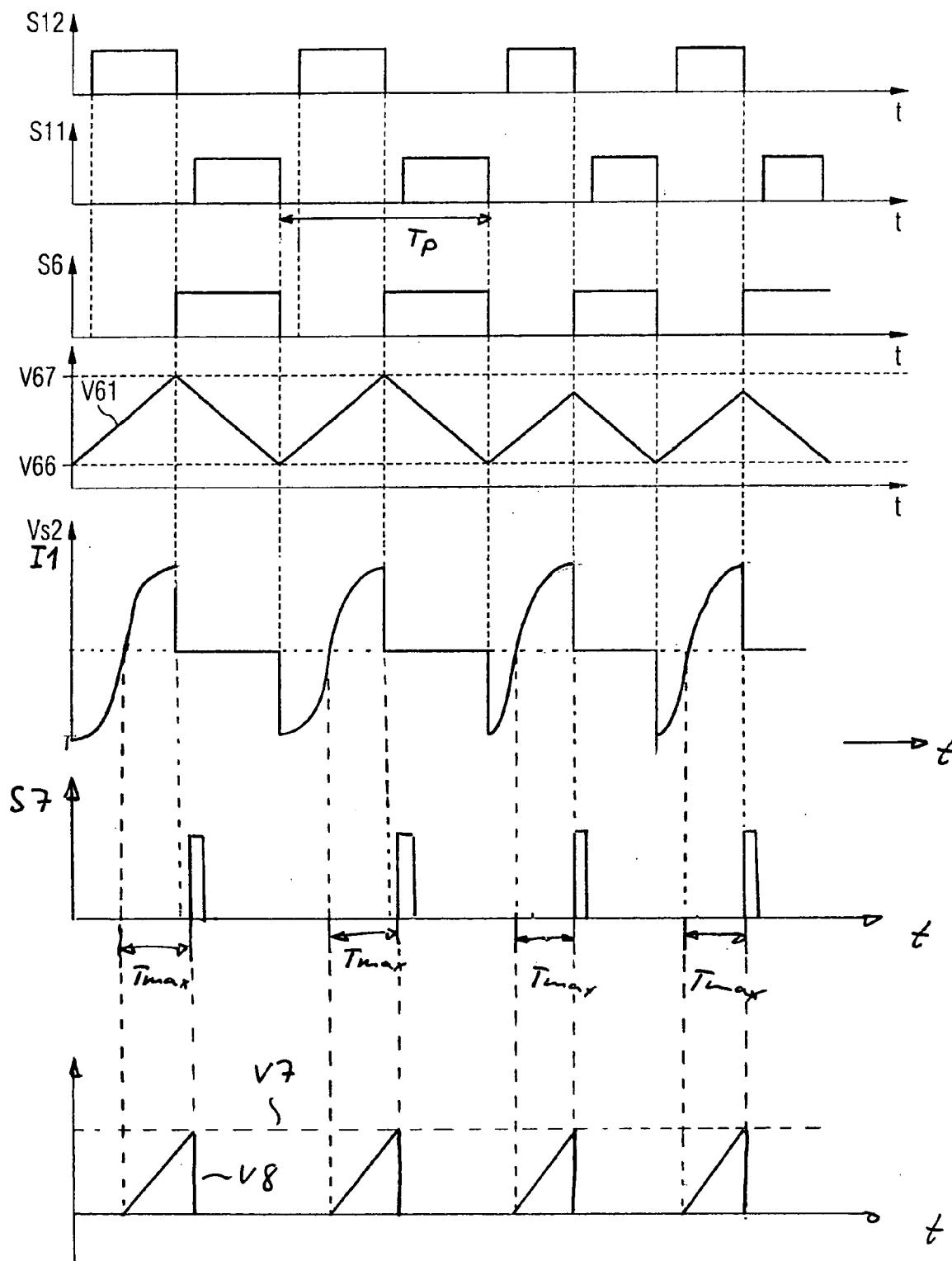


FIG 6

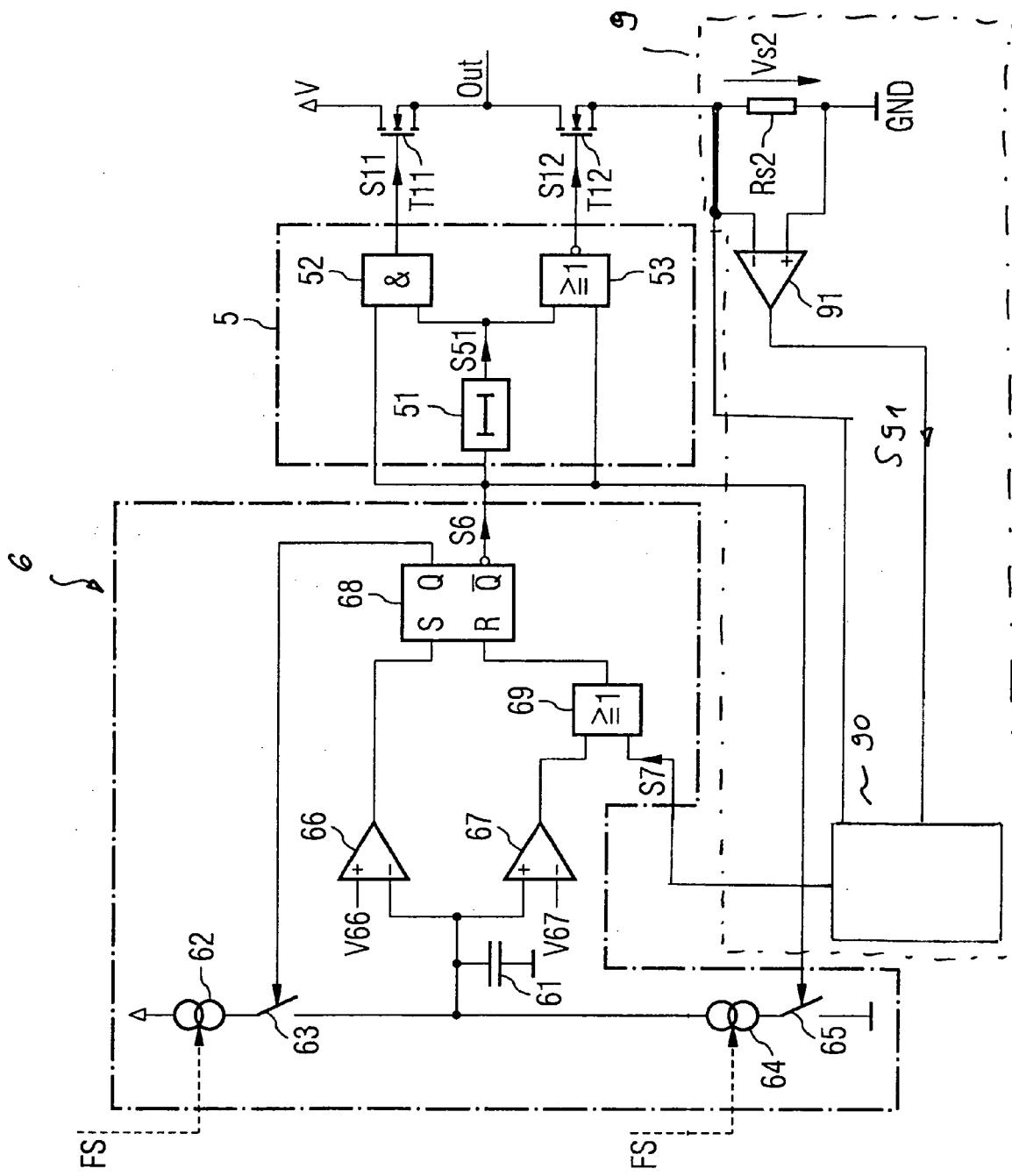


FIG 7

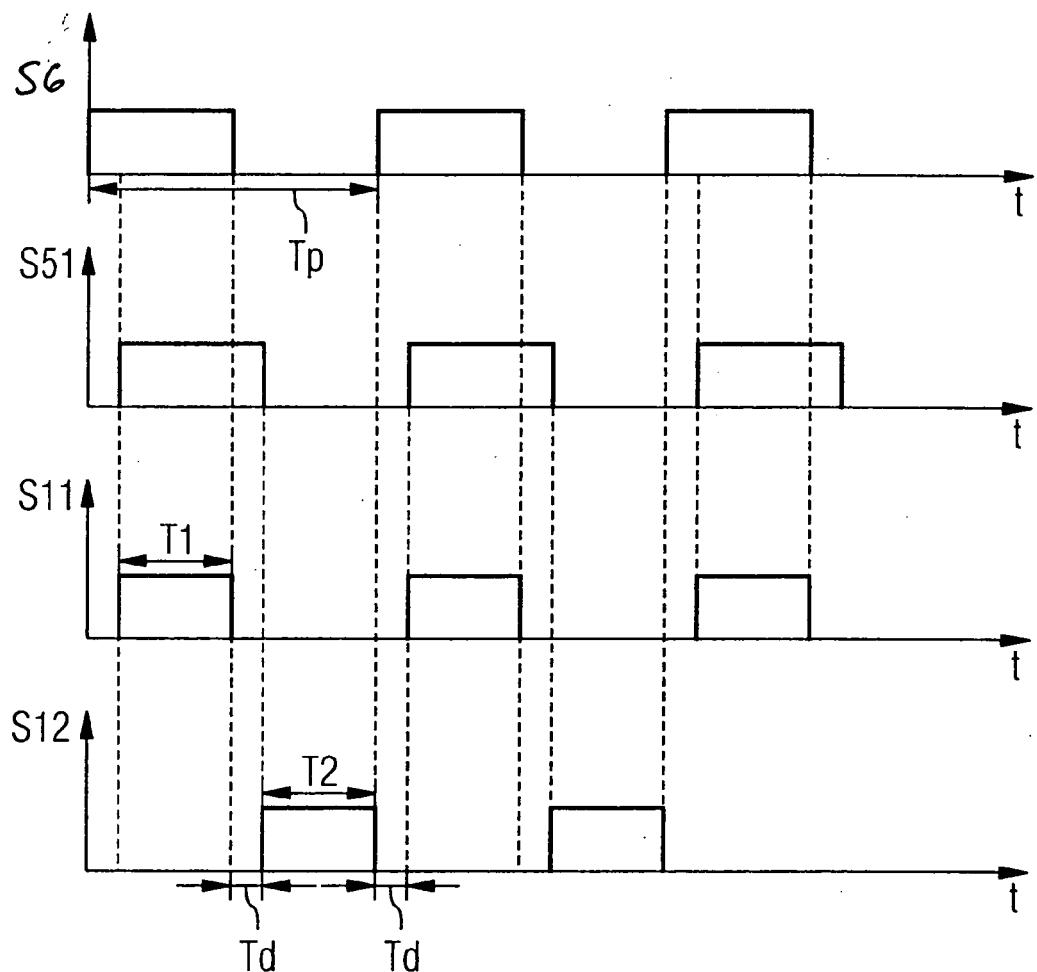
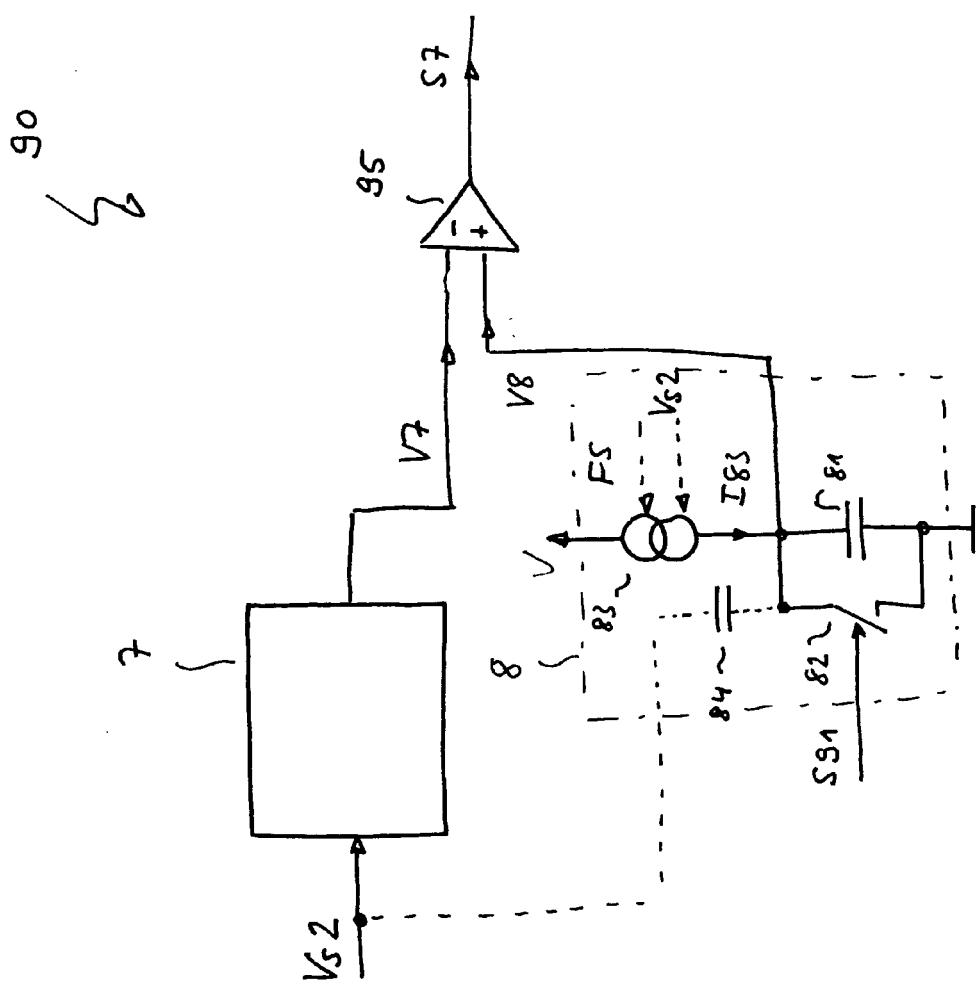


FIG 8



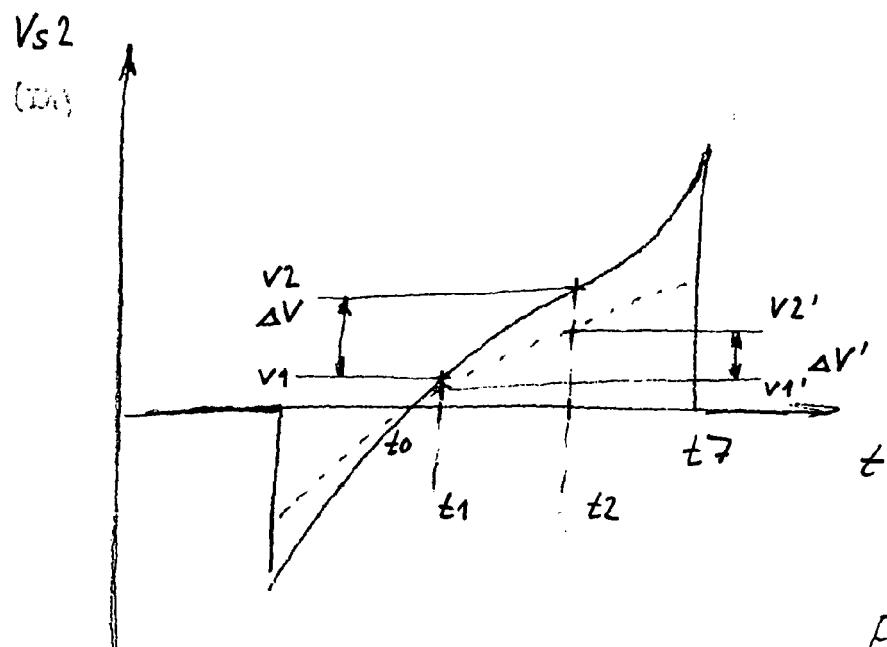


FIG 10

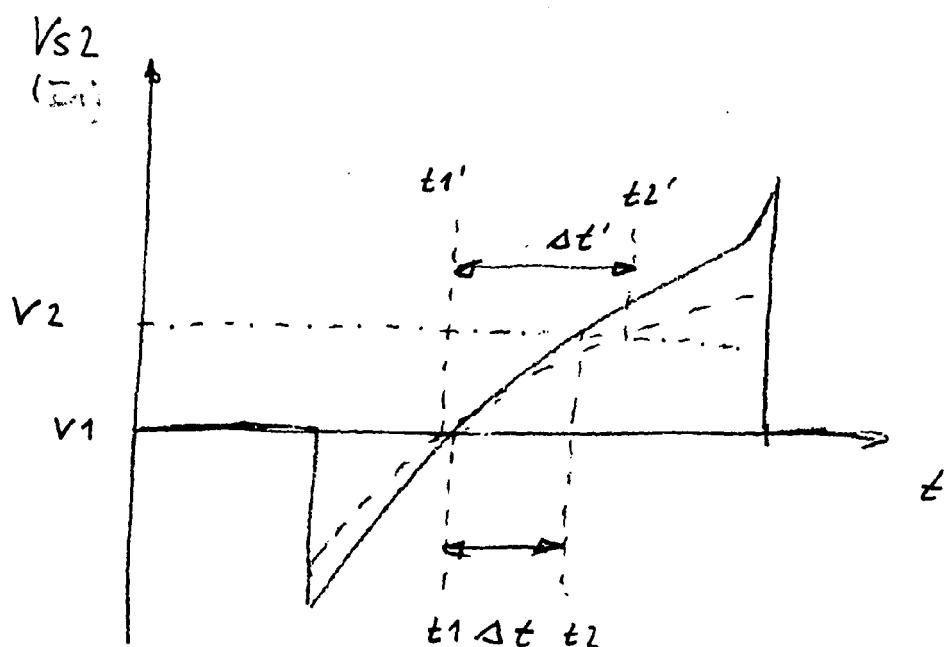


FIG 11

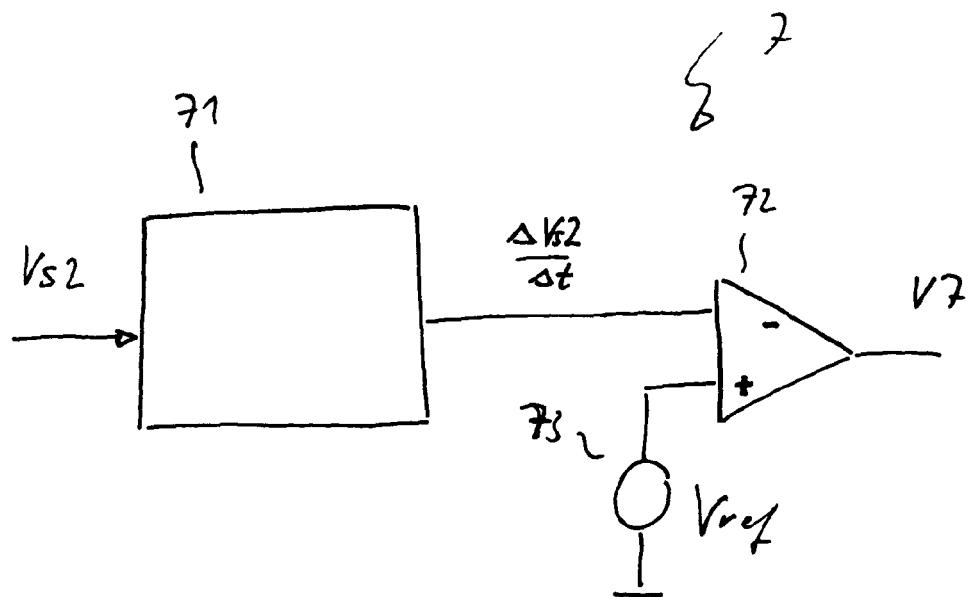


FIG 12

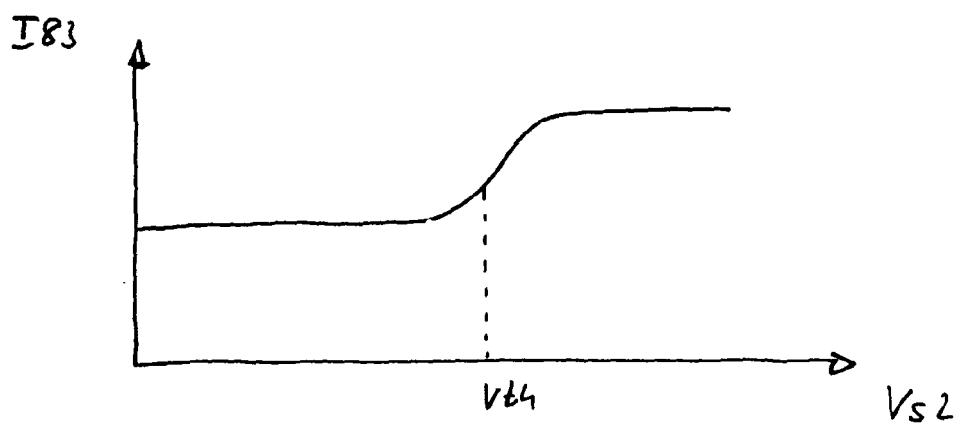
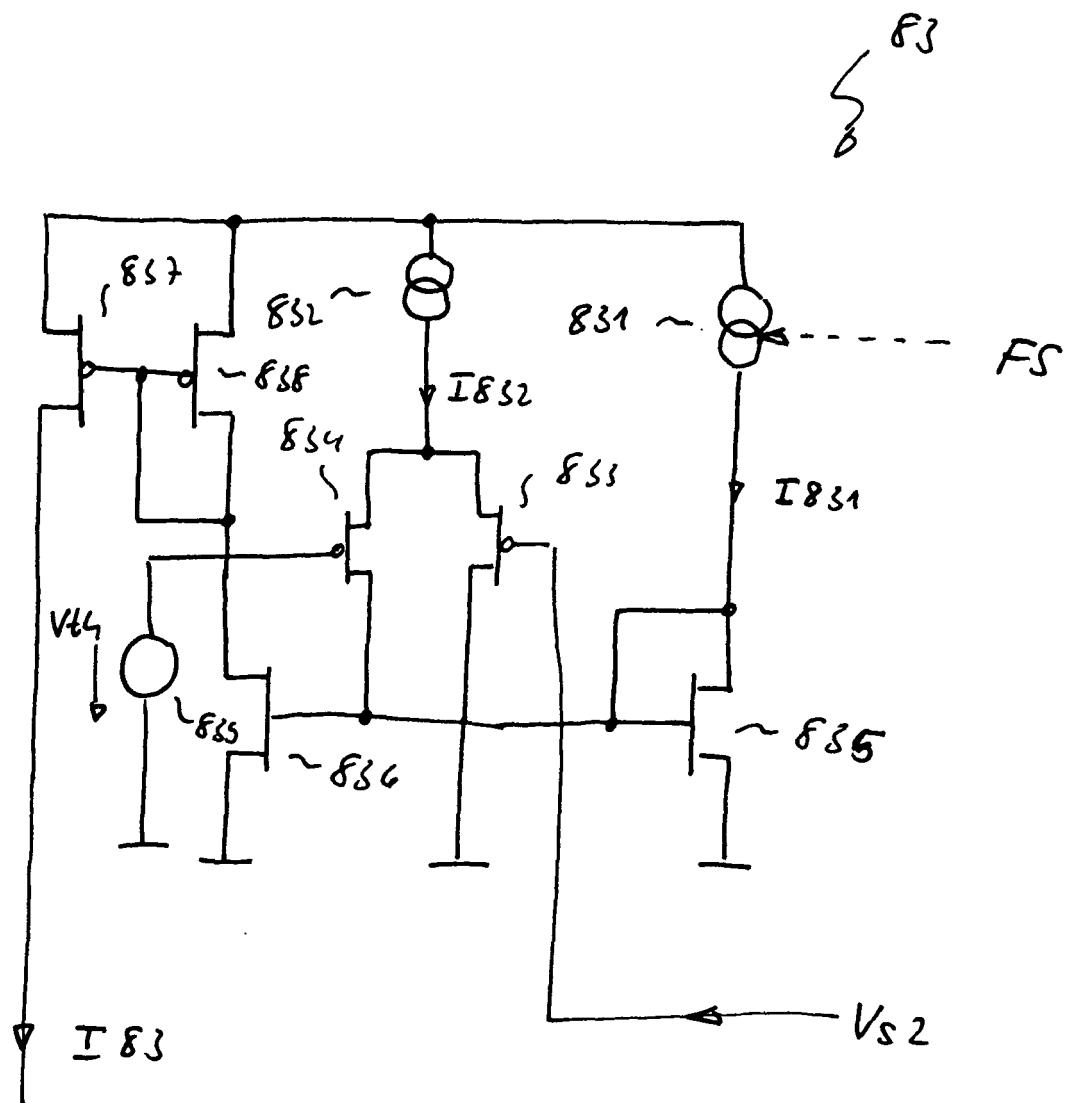


FIG 13



$F1 \rightarrow 14$

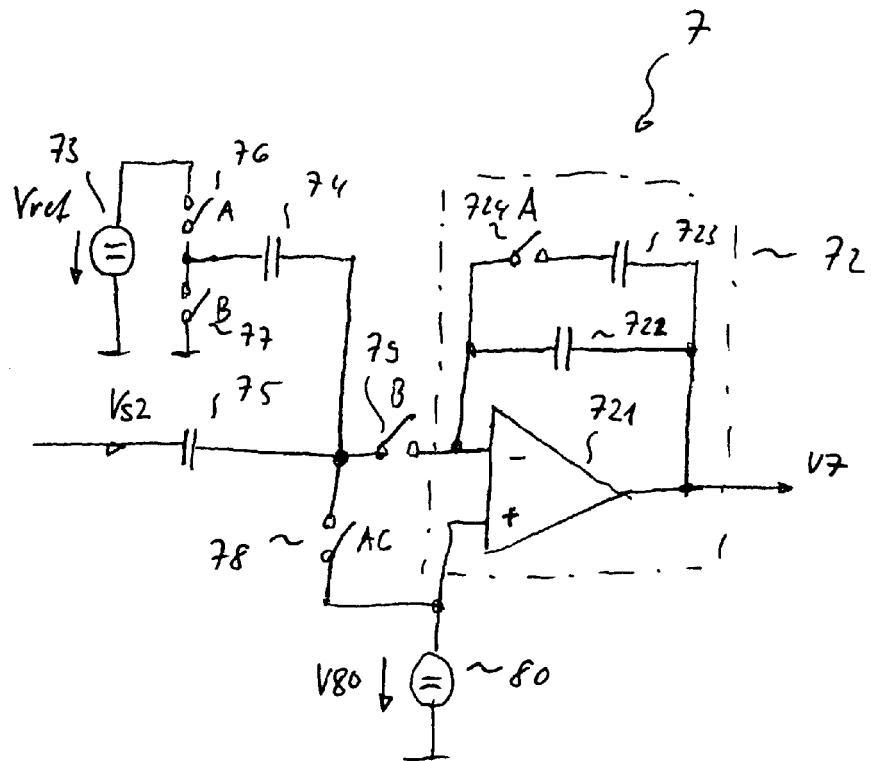


FIG. 15

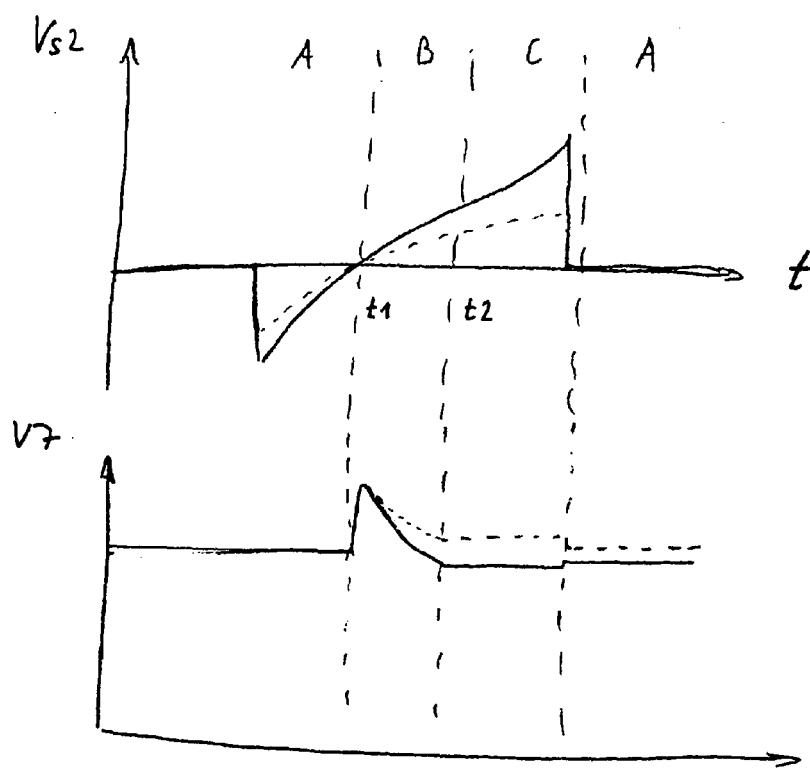
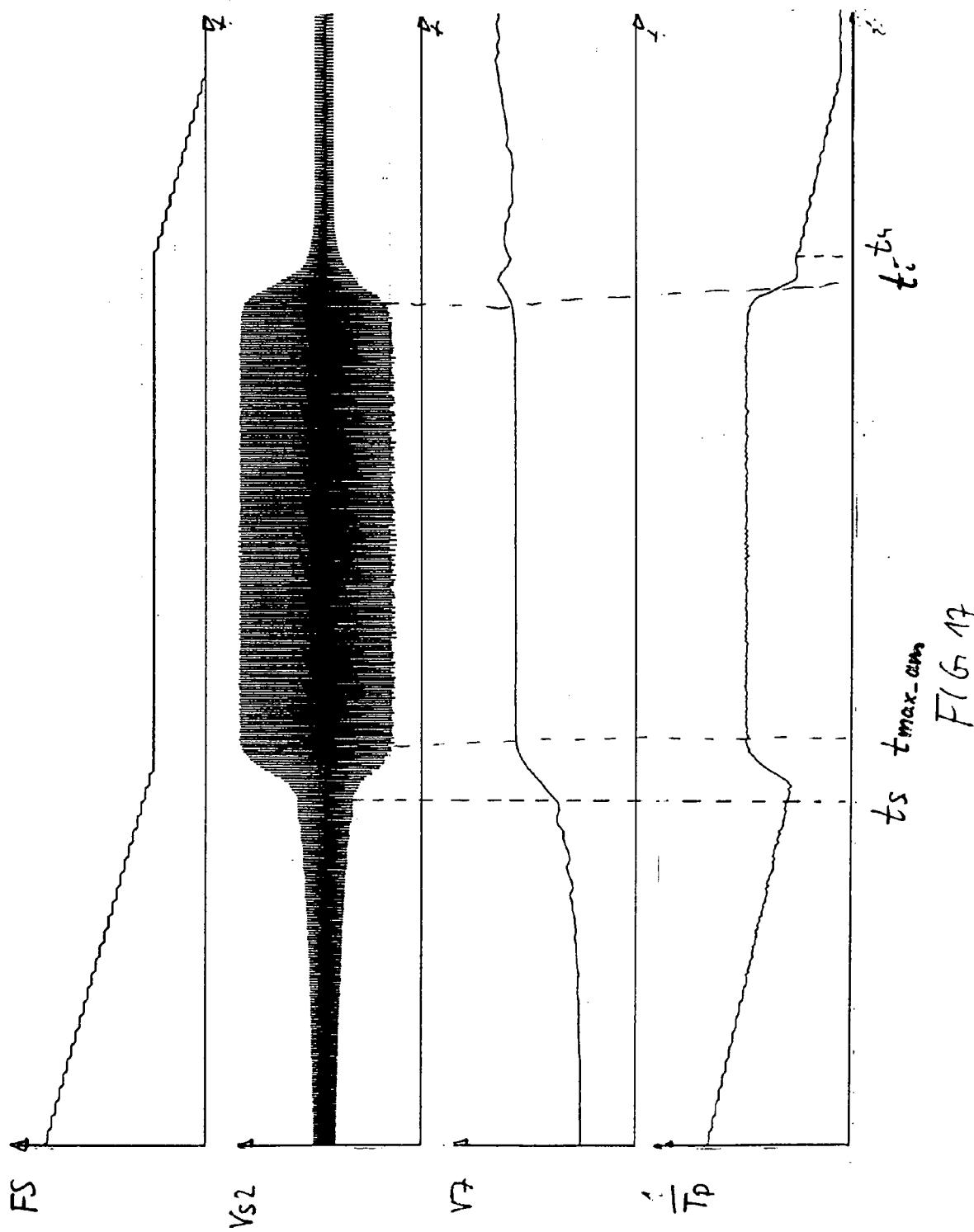


FIG. 16



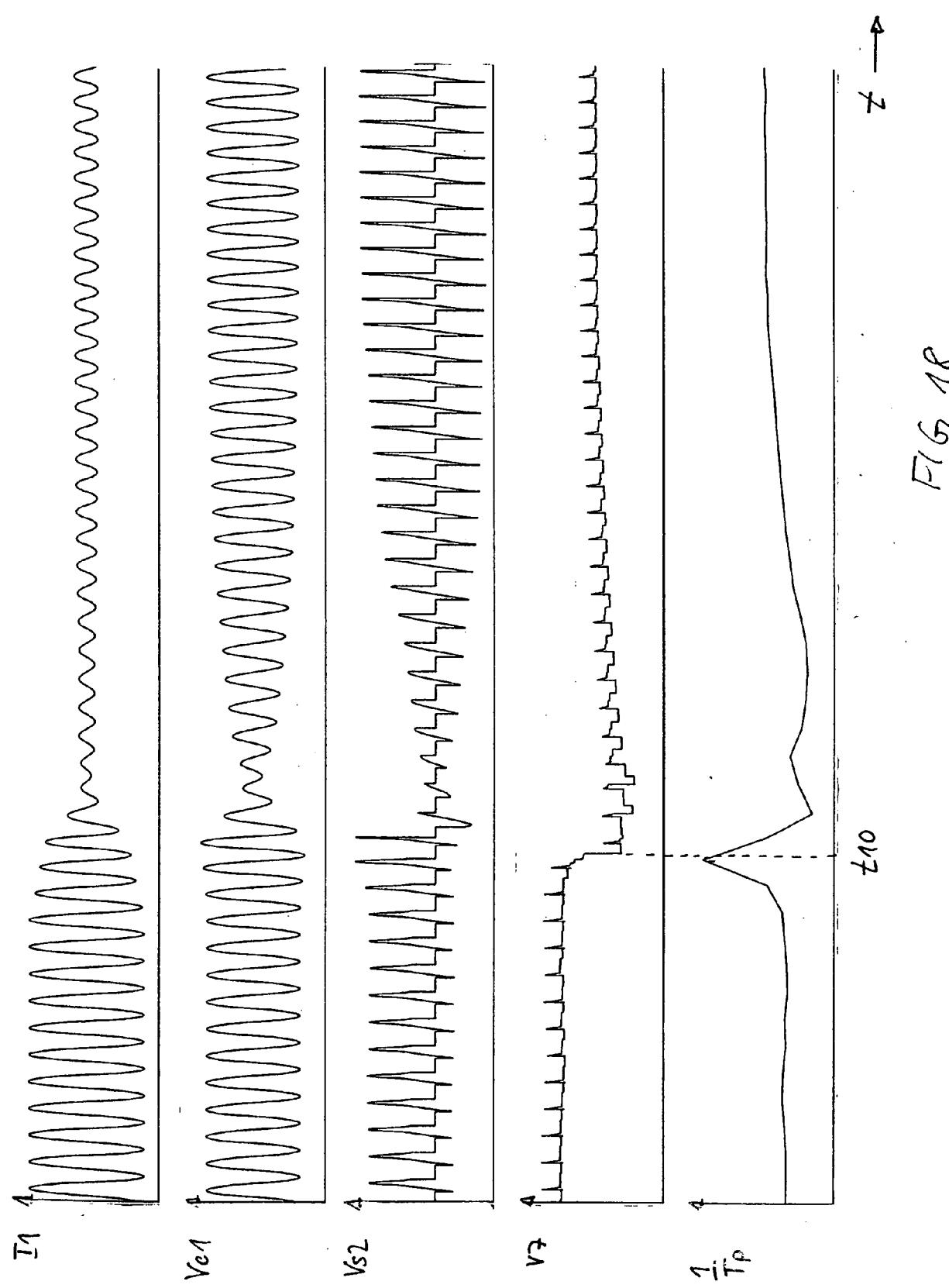


FIG 18



## EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung  
EP 08 00 9105

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betreift Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (IPC)
E	DE 10 2006 061357 A1 (INFINEON TECHNOLOGIES AUSTRIA [AT]) 26. Juni 2008 (2008-06-26) * das ganze Dokument *	1-16	INV. H05B41/282 H05B41/295 H05B41/298
X	EP 1 333 707 A (TRIDONICATCO GMBH & CO KG [AT]) 6. August 2003 (2003-08-06) * das ganze Dokument *	1-16	
A	WO 99/34647 A (TRIDONIC BAUELEMENTE [AT]; PRIMISSEK NORBERT [AT]; BOECKLE REINHARD [A]) 8. Juli 1999 (1999-07-08) * das ganze Dokument *	1-16	
D, A	DE 10 2004 037389 A1 (INFINEON TECHNOLOGIES AG [DE]) 16. März 2006 (2006-03-16) * das ganze Dokument *	1-16	
A	WO 2005/101921 A (INT RECTIFIER CORP [US]; RIBARICH THOMAS J [US]) 27. Oktober 2005 (2005-10-27) * das ganze Dokument *	1-16	RECHERCHIERTE SACHGEBiete (IPC)
A	US 2007/057639 A1 (SUN XIAOHONG [US] ET AL) 15. März 2007 (2007-03-15) * das ganze Dokument *	1-16	H05B
A	US 2005/218831 A1 (HAQUE AHTESHAMUL [IN]) 6. Oktober 2005 (2005-10-06) * das ganze Dokument *	1-16	
A	US 2003/227264 A1 (BUSSE OLAF [DE] ET AL) 11. Dezember 2003 (2003-12-11) * das ganze Dokument *	1-16	
		-/-	
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
8	Recherchenort Den Haag	Abschlußdatum der Recherche 31. Oktober 2008	Prüfer Hunckler, José
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 : nichtschriftliche Offenbarung P : Zwischenliteratur			
T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmelde datum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus anderen Gründen angeführtes Dokument ..... & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument			



## EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung

EP 08 00 9105

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (IPC)
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	
A	DE 10 2006 011970 A1 (PATRA PATENT TREUHAND [DE]) 20. September 2007 (2007-09-20) * das ganze Dokument * -----	1-16	
A	WO 2006/003560 A (KONINKL PHILIPS ELECTRONICS NV [NL]; BUIJ ARNOLD W [NL]; VAN DER VEEN) 12. Januar 2006 (2006-01-12) * das ganze Dokument * -----	1-16	
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			RECHERCHIERTE SACHGEBiete (IPC)
8	Recherchenort Den Haag	Abschlußdatum der Recherche 31. Oktober 2008	Prüfer Hunckler, José
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE		T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmelde datum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus anderen Gründen angeführtes Dokument ..... & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument	
X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : nichtschriftliche Offenbarung P : Zwischenliteratur			

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

EP 08 00 9105

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

31-10-2008

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument		Datum der Veröffentlichung		Mitglied(er) der Patentfamilie		Datum der Veröffentlichung
DE 102006061357 A1		26-06-2008	US	2008150442 A1		26-06-2008
-----						
EP 1333707 A		06-08-2003	AT	335387 T		15-08-2006
			DE	10204044 A1		14-08-2003
-----						
WO 9934647 A		08-07-1999	AT	213901 T		15-03-2002
			AU	738151 B2		13-09-2001
			AU	1339599 A		19-07-1999
			DE	19882031 D2		12-10-2000
			EP	1066739 A1		10-01-2001
			NO	20003259 A		21-08-2000
			NZ	505209 A		20-12-2002
			US	6400095 B1		04-06-2002
-----						
DE 102004037389 A1		16-03-2006		KEINE		
-----						
WO 2005101921 A		27-10-2005	CN	101208997 A		25-06-2008
			DE	112005000783 T5		08-03-2007
			EP	1736037 A2		27-12-2006
			GB	2428526 A		31-01-2007
			KR	20070009679 A		18-01-2007
-----						
US 2007057639 A1		15-03-2007		KEINE		
-----						
US 2005218831 A1		06-10-2005	CN	1905775 A		31-01-2007
			EP	1742517 A2		10-01-2007
			KR	20070003663 A		05-01-2007
-----						
US 2003227264 A1		11-12-2003	AT	368368 T		15-08-2007
			CA	2431713 A1		11-12-2003
			DE	10225881 A1		08-01-2004
			EP	1377135 A2		02-01-2004
-----						
DE 102006011970 A1		20-09-2007	WO	2007104666 A1		20-09-2007
-----						
WO 2006003560 A		12-01-2006	CN	1977570 A		06-06-2007
			JP	2008504647 T		14-02-2008
-----						

**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**

- DE 102004037389 A1 [0003]
- US 6525492 B [0004]
- EP 1333707 A1 [0006]
- EP 1337133 A2 [0007]
- EP 0474287 B1 [0007]
- EP 1066739 B1 [0007]
- EP 1776000 A2 [0007]
- US 6525492 B2 [0007]
- US 6617805 B2 [0007]