



(10) Nummer: **AT 407 462 B**

(12)

(51) Int. Cl.⁷: **H05B 41/36**

(73) Patentinhaber:
SPRINGER ERWIN DIPL.ING.
A-2624 BREITENAU, NIEDERÖSTERREICH (AT).

AT 407 462 B

Die vorliegende Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur geregelten Speisung einer Gasentladungslampe, mit einem in seiner Spannungsabgabe steuerbaren, in seiner maximalen Stromabgabe vorgebar begrenzten Leistungsspeisekreis für die Gasentladungslampe, der einen Spannungsmeßwertausgang für die an die Lampe abgegebene Spannung und einen Strommeßwertausgang für den von der Lampe aufgenommenen Strom aufweist.

Moderne Hochdruck-Gasentladungslampen benötigen zu ihrem Betrieb elektronische Vor-schaltgeräte, welche die Lampe abhängig von ihrem Betriebszustand mit der nötigen Spannung bzw. dem nötigen Strom versorgen. Die wichtigste Aufgabe ist dabei die Regelung des Lampenstromes mit dem Ziel, die Lampenleistung über den ganzen Brennspannungsbereich konstant zu halten.

Eine präzise Regelung erfordert an sich eine genaue Berechnung der Lampenleistung durch Multiplizieren von Lampenstrom und Lampenspannung. Da dies sehr aufwendig ist, wird in der Praxis die Multiplikation durch eine Addition ersetzt, so daß mit einer linearen Differenzregelung (Differenzverstärker) das Auslangen gefunden werden kann.

Bei der linearen Regelung wird im U-I-Diagramm die Hyperbel konstanter Leistung durch eine Gerade nachgebildet. Die Gerade wird so gelegt, daß sie die Hyperbel in zwei Punkten derart schneidet, daß im Arbeitsspannungsbereich der Fehler z.B. nicht größer als 10% ist. Diese Bedingung begrenzt den Arbeitsspannungsbereich der linearen Regelung.

Es wurde daher bereits vorgeschlagen, die Geradenregelung durch eine Polygonzugregelung zu ersetzen (z.B. DE 195 36 644 A1). Eine einfache Polygonzugregelung mit nur einem oder zwei Schwellwerten ist beispielsweise aus der DE 41 02 069 A1 bekannt: Hier schaltet ein Schwellwert-schaltkreis bei Über- oder Unterschreiten eines Schwellwertes einen Skalierungswiderstand an einen Meßwertausgang des Leistungsspeisekreises. Der Meßwertausgang ist ein kombinierter Spannungs- und Strommeßwertausgang, an dem der Spannungsmeßwert und der Strommeßwert summiert auftreten.

Die aus der DE 41 02 069 A1 bekannte Lösung ist daher nicht nur mit Summationsungenauigkeiten behaftet, sondern verfügt auch ausschließlich über "hart", statisch definierte Umschalt-punkte. Die dynamischen Anforderungen beim Hochlauf einer Hochdruck-Gasentladungslampe, wie Beherrschung des Einschaltstromstoßes, rasche Erwärmung der Elektroden usw. können damit nicht erfüllt werden.

Die Erfindung setzt sich zum Ziel, eine möglichst genaue Regelung für eine Gasentladungs-lampe zu schaffen, welche die dynamischen Anforderungen von Gasentladungslampen, insbeson-dere beim Einschalten, mit sparsamsten Schaltungsmitteln beherrscht. Dieses Ziel wird gemäß der Erfindung erreicht durch einen Differenzverstärker, dessen einer Eingang mit dem Spannungs-meßwertausgang und dessen anderer Eingang mit dem Strommeßwertausgang in Verbindung steht und dessen Differenzergebnisausgang den Leistungsspeisekreis steuert, und einen an den Spannungsmeßwertausgang angeschlossenen Schwellwertschaltkreis, der einen Verstärker aufweist, an dessen Eingang der Spannungsmeßwertausgang geführt ist und welcher über einen Integrator rückgekoppelt ist, wobei der Ausgang des Integrators einen ersten Schalttransistor ansteuert, welcher bei Über- oder Unterschreiten eines ersten Schwellwertes den Spannungsmeß-wertausgang mit einem ersten Widerstand beaufschlagt.

Auf diese Weise werden mit wenigen Bauteilen gleichzeitig mehrere Funktionen abgedeckt: Einerseits wird eine sehr genaue und überaus einfach aufgebaute Polygonzugregelung geschaf-fen, andererseits bildet die Kombination aus Verstärker und Integrator im Rückkopplungsweg einen Differentiator, welcher einen übermäßigen Einschaltstromstoß während des Hochlaufs vermeidet und gleichzeitig für weitere dynamische Funktionen zur Verfügung steht, die später noch ausführ-licher erläutert werden.

Bevorzugt steuert der Ausgang des Integrators einen zweiten Schalttransistor an, welcher bei Über- oder Unterschreiten eines zweiten Schwellwertes den Spannungsmeßwertausgang mit einem zweiten Widerstand beaufschlagt, so daß ab dem zweiten Schwellwert eine zweite Gera-densteigungskorrektur weich einsetzt.

Besonders vorteilhaft ist es dabei, wenn dem zweiten Widerstand eine Diode mit einem dritten Widerstand parallelgeschaltet ist, so daß bei Über- oder Unterschreiten eines dritten Schwellwertes der dritte Widerstand mitwirkt, was eine schaltungstechnisch besonders einfache Lösung darstellt, eine dritte Geradensteigungskorrektur ab einem dritten Schwellwert einzuführen.

Eine bevorzugte Ausführungsform der Erfindung zeichnet sich dadurch aus, daß der Strommeßwertausgang mit dem Eingang eines Stromabwesenheitsdetektors in Verbindung steht, dessen Ausgang einen dritten Schalttransistor zwecks Durchschaltung des Ausganges des Verstärkers zum Leistungsspeisekreis steuert. Wie bereits erwähnt, bildet der Ausgang des Verstärkers auf Grund des Integrators im Rückkopplungsweg einen Differentiatorausgang, der somit unmittelbar nach dem Einschalten der Schaltungsanordnung, wenn auch noch kein Lampenstrom fließt, direkt zum Leistungsspeisekreis durchgeschaltet wird und für einen linearen Anstieg der Spannung bis auf die Leerlaufspannung vor der Zündung (z.B. 400 V) sorgt. Dadurch wird ein übermäßiger Einschaltstromstoß vermieden und der im Leistungsteil üblicherweise vorhandenen Brückenschaltung wird ausreichend Zeit gegeben, die hochliegenden Speisekondensatoren der Treiberschaltung zu laden. Der Verstärkerausgang begrenzt nach dem Anstieg auch direkt die maximale Leerlaufspannung des Leistungsspeisekreises.

Eine schaltungstechnisch besonders einfache Realisierungsform ergibt sich, wenn gemäß einem weiteren Merkmal der Erfindung der dritte Schalttransistor in Kollektorschaltung betrieben ist, wobei seine Kollektor-Basis-Strecke in Serienschaltung mit der Emitter-Basis-Strecke des in Emitterschaltung betriebenen zweiten Schalttransistors liegt. Dabei kann zusätzlich vorgesehen werden, daß der Mittelpunkt der Serienschaltung mit einem integrierenden Kondensator beschaltet ist. Nach dem Zünden der Lampe lädt sich dieser Kondensator langsam mit dem Basisstrom des zweiten Schalttransistors auf, so daß der daraus resultierende hohe Strom durch den zweiten Widerstand den Lampenstrom bei einer Heißzündung auf den für das rasche Erwärmen der Elektroden notwendige Wert anhebt. Auch bei einem Kaltstart der Lampe sorgt der Kondensator während des Anstieges der Brennspannung zunächst für einen erhöhten Lampenstrom.

Gemäß einem weiteren Merkmal der Erfindung können unterschiedliche Leistungskurven für verschiedene Lampentypen bevorzugt dadurch eingestellt werden, daß der Strommeßwertausgang über einen in seiner Verstärkung umschaltbaren Verstärker an den einen Eingang des Differenzverstärkers geführt ist.

Die Erfindung wird nachstehend an Hand eines Beispiels unter Bezugnahme auf die begleitenden Zeichnungen näher erläutert, in denen Fig. 1 ein vereinfachtes Schaltbild der Schaltungsanordnung und Fig. 2 das Anfahrverhalten sowie die Regelungskurve der Schaltung im U-I-Diagramm zeigt.

In Fig. 1 ist eine Hochdruck-Gasentladungslampe 1 dargestellt, welche von einem allgemein mit 2 bezeichneten Leistungsspeisekreis versorgt wird. Der Leistungsspeisekreis 2 enthält einen steuerbaren Pulsbreitenmodulationsregler PWM, eine von diesem versorgte Brückenschaltung 3 sowie ein daran angeschlossenes Zündgerät 4. Der Aufbau eines derartigen Leistungsspeisekreises ist dem Fachmann bekannt und braucht hier nicht näher erläutert zu werden. Wesentlich ist, daß die an die Lampe 1 abgegebene Leistung durch Einstellung des Tastverhältnisses des Pulsbreitenmodulators PWM steuerbar ist, welcher zu diesem Zweck einen Steuereingang 5 aufweist. Das Eingangssignal am Steuereingang 5 steuert damit die an die Lampe 1 abgegebene Leistung.

Zur Regelung des von der Lampe 1 aufgenommenen Stromes stellt der Leistungsspeisekreis 2 an einem Spannungsmeßwertausgang 6 einen die an die Lampe 1 abgegebene Spannung repräsentierenden Spannungsmeßwert U zur Verfügung, und an einem Strommeßwertausgang 7 einen den von der Lampe 1 aufgenommenen Strom repräsentierenden Strommeßwert I.

Der Spannungsmeßwert U am Spannungsmeßwertausgang 6 ist im gezeigten Beispiel die negative Lampenspannung. Diese wird über R3 und D1 dem nichtinvertierenden Eingang eines Differenzverstärkers V2 zugeführt, an dessen invertierenden Eingang der über einen Verstärker V1 geführte Strommeßwert I angelegt ist. Der Ausgang des Differenzverstärkers V2 steuert direkt den Pulsbreitenmodulator PWM im Leistungsspeisekreis 2. Die dadurch zunächst erreichte Lampenleistungsregelung ist von linearer Art und wird durch die in Fig. 2 dargestellte Gerade A-B veranschaulicht. Der Ort und die Steigung der Gerade wird vorwiegend durch die Wahl des Spannungsteilers R1/R2, welcher den Spannungsmeßwertausgang 6 belastet, sowie durch die Verstärkung des Verstärkers V1 für den Strommeßwert bestimmt. Die Verstärkung des Verstärkers V1 ist beispielsweise stufenförmig wählbar, um die Regelschaltung an Lampentypen mit unterschiedlicher Nennleistung, beispielsweise 34 W oder 49 W, anzupassen.

Zwei Kurven konstanter Leistung mit $P = 34 \text{ W}$ und $P = 49 \text{ W}$ sind in Fig. 2 angedeutet. Im

weiteren wird als Beispiel von einer Lampenleistung $P = 34 \text{ W}$ ausgegangen.

Die durch den durch R3 belasteten Spannungsteiler R1/R2 und den Verstärker V1 festgelegte Gerade A-B ist so gelegt, daß sie die Kurve $P = 34 \text{ W}$ im Punkt C geringfügig anschneidet. Für bestimmte Bereiche der Lampenspannung werden nun Korrekturglieder an den Spannungsteiler R1/R2 angeschaltet, um in diesen Bereichen korrigierte Geraden D-K, E-G bzw. F-H wie nachstehend beschrieben zu erzeugen.

Zu diesem Zweck wird der Spannungsmeßwert $-U$ vom Spannungsmeßwertausgang 6 über R7 dem Eingang 8 eines Schwellwertschaltkreises 9 zugeführt. Der Ausgang 10 des Schwellwertschaltkreises 9 beaufschlagt abhängig vom Spannungsmeßwert U den Spannungsteiler R1/R2 mit unterschiedlichen Widerständen, so daß die Steigung der Regelungsgeraden je nach Spannungsbereich der Lampe unterschiedlich "skaliert" ist.

Der Schwellwertschaltkreis 9 empfängt ferner an einem weiteren Eingang 11 das Ausgangssignal eines Stromabwesenheitsdetektors S1, dessen Zweck später noch erläutert wird. Schließlich verfügt der Schwellwertschaltkreis 9 noch über einen zweiten Steuerausgang 12, welcher direkt an den Steuereingang 5 des Leistungsspeisekreises 2 geführt ist und dessen Zweck ebenfalls noch näher erläutert wird.

Der Schwellwertschaltkreis 9 umfaßt im wesentlichen einen Verstärker V3, in dessen Rückkopplungs-zweig ein als Integrator betriebener Operationsverstärker V4 liegt. Auf die integrierende Funktion und die Rückkopplungswirkung des Operationsverstärker V4 sei zunächst nicht eingegangen; die Abfolge von V3 und V4 erzeugt zunächst aus der negativen Lampenspannung $-U$ eine positive Hilfsspannung, deren "Nullpunkt" bei 5 V Ausgangsspannung entsprechend einer Lampenspannung von 80 V liegt. Die Verstärkung ist so gewählt, daß einer Änderung der Lampenspannung um 10 V eine Änderung der Ausgangsspannung von V4 um 0,5 V entspricht. Die Verstärkung wird durch das Verhältnis von R7 zu $R12 + R13 + R14$ bestimmt. Der Nullpunkt wird mit R4 festgelegt.

Der Ausgang von V4 steuert einen ersten Schalttransistor T1, welcher bei etwa 4,7 V am Ausgang von V4 (entsprechend 74 V Lampenspannung) leitend wird und R11 an den Ausgang 10 anschaltet. Unterhalb von 74 V Lampenspannung wird daher die Regelungsgerade A-B verlassen und durch R11 auf die Regelungsgerade D-K korrigiert (Fig. 2).

Der Ausgang des Operationsverstärkers V4 steuert ferner einen zweiten Schalttransistor T2, der, bedingt durch die Reihenschaltung mit der Kollektor-Basis-Strecke eines Schalttransistors T3, auf den noch eingegangen wird, bei 5,6 V (entsprechend einer Lampenspannung von 92 V) leitend wird und den Widerstand R9 an den Ausgang 10 anschaltet. Bei Überschreiten einer Lampenspannung von 92 V wird daher wieder die Korrekturgerade A-B verlassen und durch R9 auf die Regelungsgerade E-G korrigiert (Fig. 2).

Parallel zu R9 liegt ein Widerstand R10, welcher vom Spannungsteiler R12+R13+R14 über eine Diode D2 gespeist ist und ab einer Lampenspannung von 112 V die Korrekturgerade F-H erzeugt (Fig. 2).

Diese Geradennäherung der Leistungshyperbel ist eine der beiden "statischen" Funktionen des Schwellwertschaltkreises 9. Die zweite statische Funktion ist die Begrenzung der Leerlaufspannung vor der Zündung der Lampe auf der ca. 400 V (Leerlaufspannung laut Herstellerangabe mindestens ca. 350 V).

Um den nicht-gezündeten Zustand zu erkennen, dient der Stromabwesenheitsdetektor S1. Der Stromabwesenheitsdetektor S1 besteht aus einem Schmitt-Trigger, dessen Ausgang über D4 an den Eingang 11 des Schwellwertschaltkreises 9 und von dort direkt auf die Basis des Schalttransistors T2 geführt ist. Am selben Punkt 13 schließt auch der Kollektor des in Kollektorschaltung betriebenen Schalttransistors T3 an, dessen Basis vom Ausgang des Verstärkers V3 angesteuert wird und dessen Kollektor den Ausgang 12 des Schwellwertschaltkreises 9 bildet.

Wenn die Lampe 1 noch nicht gezündet hat, liegt kein Lampenstrom vor und der Schmitt-Trigger S1 hält die Basis von T2 und den Kollektor von T3 auf ca. 0,5 V. Der Spannungshub von V4 wird durch zwei Dioden D5 und D3 so begrenzt, daß der Strom durch R9 und R10 den Punkt H der Regelgeraden auf 400 V verschiebt. Gleichzeitig begrenzt V3 über den Emitterfolger T3 und den Ausgang 12 direkt die Steuerspannung des Pulsweitenmodulators PWM. Dies begrenzt die Leerlaufspannung des Speiseschaltkreises 2 unabhängig von der gleichzeitig wirksamen Begrenzung durch den Differenzverstärker V2.

Der Schwellwertschaltkreis 9 hat darüber hinaus noch zwei dynamische Funktionen. Die erste dynamische Funktion besteht darin, daß der Operationsverstärker V4 auf Grund der Beschaltung mit C2 als Integrator mit einer Zeitkonstante von ca. 20 ms arbeitet. Da V4 im Rückkopplungs-
 5 von V3 liegt, arbeitet die Zusammenschaltung von V4 und V3 als Differentiator. Dadurch wird die Begrenzerfunktion des Verstärkers V3 bereits beim Spannungsanstieg nach dem Einschalten der Schaltungsanordnung wirksam. Dies sorgt auch für einen linearen Anstieg der Leerlaufspannung auf 400 V in etwa 60 ms. Dadurch wird ein übermäßiger Einschaltstromstoß vermieden und der Brückenschaltung 3 im Leistungsspeisekreis 2 wird Zeit gegeben, die hochliegenden Kondensatoren (nicht dargestellt) der Treiberschaltung im Zündgerät 4 zu laden.

10 Die Lampe liegt nun unmittelbar vor der Zündung an 400 V. Der Ausgang von V3 liegt auf ca. 2,5 V, der Ausgang von V4 auf 13 V. Die Lampe wird jetzt durch das Zündgerät 4 gezündet und brennt bei einem Kaltstart zunächst mit etwa 15 V. Dadurch steigt die Spannung am Ausgang von V3 schlagartig auf 10 V an (der nichtintervierende Eingang von V3 liegt über R4 an +5 V, die Verstärkung von V3 ist auf 2 eingestellt). Der Ausgang von V4 bleibt auf Grund der integrierenden
 15 Wirkung von C2 noch kurze Zeit (ca. 20 ms) auf hohem Potential, so daß T2 noch durchgeschaltet bleibt und auf Grund von R9 und R10 ein relativ hoher Lampenstrom von 1,7 A fließt, so daß eine rasche Erwärmung der Elektroden stattfindet. Im U-I-Diagramm von Fig. 2 wird dabei die Strecke N-O durchlaufen.

20 Da nun Lampenstrom fließt, gibt der Schmitt-Trigger S1 das Potential am Punkt 13 zwischen T2 und T3 frei, und C1 lädt sich langsam mit dem Basisstrom von T2 auf. Die einige Sekunden dauernde Ladung von C1 sorgt für ein rasches Erreichen der Betriebstemperatur der Lampe 1.

Die Maximalleistung des Leistungsspeisekreises ist im gezeigten Beispiel mit 100 W begrenzt, so daß nach der Zündung im Bereich von 55-100 V Lampenspannung der Strom automatisch auf 1,7-1 A begrenzt ist. Im Diagramm Fig. 2 wird nun die Strecke O-P durchlaufen. Eine (hier nicht
 25 näher dargestellte) Zeitverzögerungsschaltung im Verstärker V1, welche nach dem Einschalten der Schaltungsanordnung eine höhere Lampenleistung (z.B. nach Herstellerangaben 75 W im Bereich bis zu einer Brennspannung von 50 V) zugelassen hat, bringt nun bei einer Lampenspannung von 50 V die für die vorgewählte Lampenleistung $P = 34$ W vorgewählte Verstärkung von V1 zur Wirkung, so daß die Lampenleistung weiter zurückgenommen wird (Strecke P-M).

30 In der letzten Phase des Hochfahrens der Lampe bis zur endgültigen Brennspannung (Strecke von M bis F) wird der Kondensator C1 durch den Basisstrom von T2 langsam auf 5,3 V entsprechend einer Lampenspannung von 92 V aufgeladen. Während dieser Zeit tritt wieder eine etwas erhöhte Lampenleistung auf, so daß die Betriebstemperatur der Lampe rasch erreicht wird.

35 Mit der dargestellten Schaltungsanordnung kann eine Genauigkeit der Leistungsregelung von $\pm 2\%$ in einem breiten Arbeitsspannungsbereich, z.B. von 60-140 V, erreicht werden. Ein mit Hilfe dieser Schaltungsanordnung aufgebautes Vorschaltgerät ist für die Verwendung mit allen derzeit am Markt befindlichen D2-Lampen geeignet, die eine Leistung im Brennspannungsbereich von 34 W oder 49 W ± 2 W erfordern, bei einem Brennspannungsbereich (laut Herstellerangabe) von 68-102 V, teilweise bis zu 125 V (heißes Wiederzünden von DUV-35 W-Lampen).

PATENTANSPRÜCHE:

1. Schaltungsanordnung zur geregelten Speisung einer Gasentladungslampe (1), mit einem
 45 in seiner Spannungsabgabe steuerbaren, in seiner maximalen Stromabgabe vorgebar begrenzten Leistungsspeisekreis (2) für die Gasentladungslampe (1), der einen Spannungsmeßwertausgang (6) für die an die Lampe abgegebene Spannung (U) und einen Strommeßwertausgang (7) für den von der Lampe aufgenommenen Strom (I) aufweist, gekennzeichnet durch
 50 einen Differenzverstärker (V2), dessen einer Eingang mit dem Spannungsmesswertausgang (6) und dessen anderer Eingang mit dem Strommeßwertausgang (7) in Verbindung steht und dessen Differenzergebnisausgang den Leistungsspeisekreis (2) steuert, und einen an den Spannungsmeßwertausgang (6) angeschlossenen Schwellwertschaltkreis (9), der einen Verstärker (V3) aufweist, an dessen Eingang (8) der Spannungsmesswertausgang (6) geführt ist und welcher über einen Integrator (V4) rückgekoppelt ist, wobei der
 55

Ausgang des Integrators (V4) einen ersten Schalttransistor (T1) ansteuert, welcher bei Über- oder Unterschreiten eines ersten Schwellwertes den Spannungsmeßwertausgang (6) mit einem ersten Widerstand (R11) beaufschlagt.

- 5 2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Ausgang des Integrators (V4) einen zweiten Schalttransistor (T2) ansteuert, welcher bei Über- oder Unterschreiten eines zweiten Schwellwertes den Spannungsmeßwertausgang (6) mit einem zweiten Widerstand (R9) beaufschlagt.
- 10 3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß dem zweiten Widerstand (R9) eine Diode (D2) mit einem dritten Widerstand (R10) parallelgeschaltet ist, so daß bei Über- oder Unterschreiten eines dritten Schwellwertes der dritte Widerstand (R10) mitwirkt.
- 15 4. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß der Strommeßwertausgang (7) mit dem Eingang eines Stromabwesenheitsdetektors (S1) in Verbindung steht, dessen Ausgang einen dritten Schalttransistor (T3) zwecks Durchschaltung des Ausganges des Verstärkers (V3) zum Leistungsspeisekreis (2) steuert.
- 20 5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2 oder 3 in Verbindung mit Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß der dritte Schalttransistor (T3) in Kollektorschaltung betrieben ist, wobei seine Kollektor-Basis-Strecke in Serienschaltung mit der Emitter-Basis-Strecke des in Emitterschaltung betriebenen zweiten Schalttransistors (T2) liegt.
- 25 6. Schaltungsanordnung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß der Mittelpunkt (13) der Serienschaltung mit einem integrierenden Kondensator (C1) beschaltet ist.
7. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß der Strommeßwertausgang (7) über einen in seiner Verstärkung umschaltbaren Verstärker (V1) an den einen Eingang des Differenzverstärkers (V2) geführt ist.

HIEZU 2 BLATT ZEICHNUNGEN

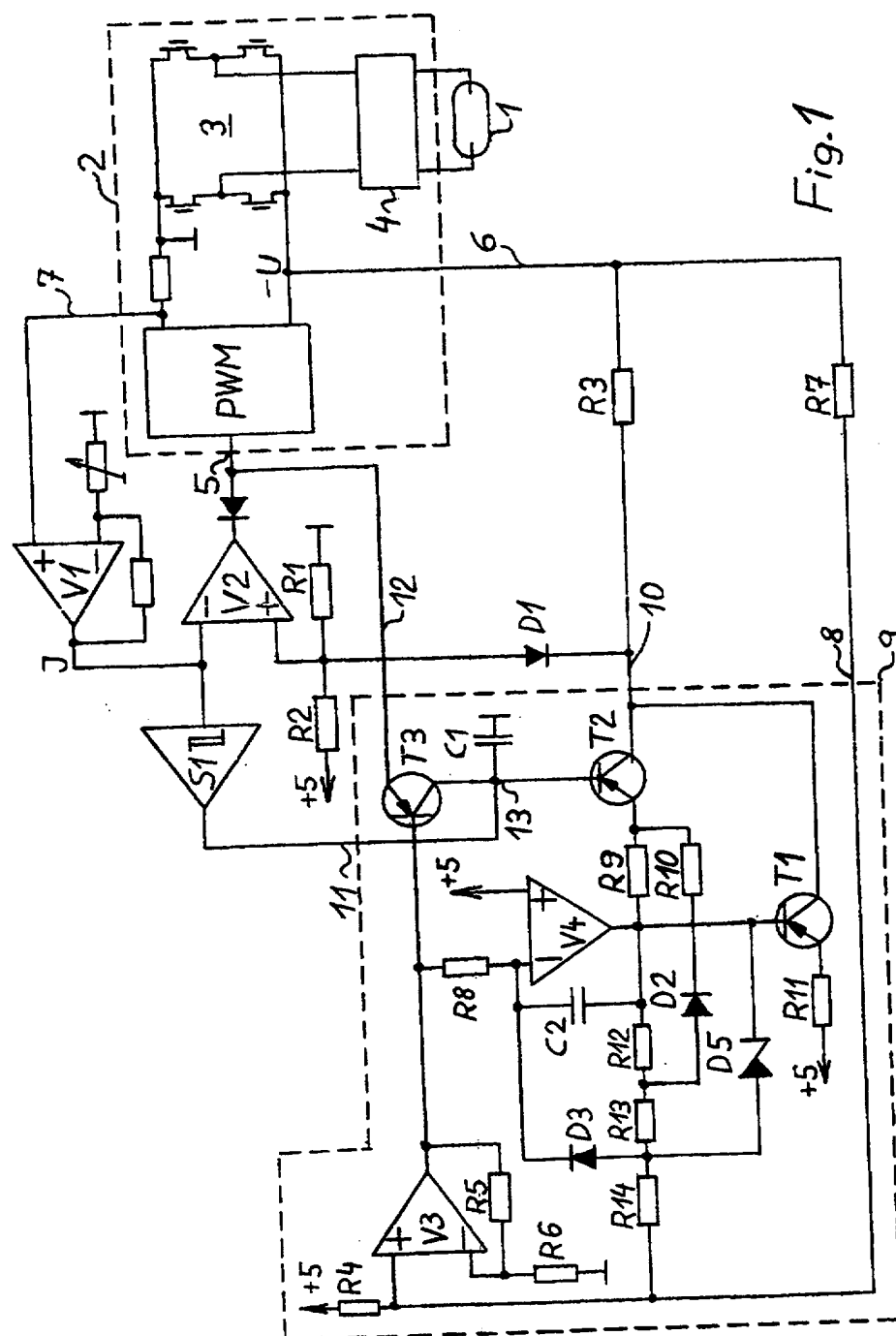


Fig. 1

Fig. 2

