

(11) Nummer: **390 532 B**

(12)

PATENTSCHRIFT

(21) Anmeldenummer: 1719/87

(51) Int.Cl.⁵ : H02M 5/275

(22) Anmeldetag: 8. 7.1987

(42) Beginn der Patentdauer: 15.10.1989

(45) Ausgabetaq: 25. 5.1990

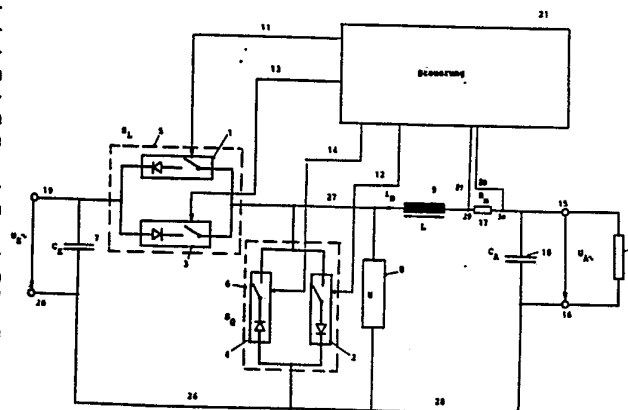
(73) Patentinhaber:

ENDERS WOLFGANG DIPL.ING. DR.
A-1220 WIEN (AT).

(54) PULSBREITEN MODULIERTES WECHSELSTROM-LEISTUNGSSTELLGLIED

(57) Das pulsbreitenmodulierte Wechselstrom-Leistungsglied (AC-AC-Konverter) mit Wechselspannungs-Eingang und kontinuierlich steuerbarem Wechselspannungsausgang ist für Anwendungsfälle einsetzbar, bei denen die angeschlossene Lastimpedanz Wirk und/oder Blindanteile besitzt. Die Kurvenform der Ausgangsspannung kann dabei, je nach zeitlichem Verlauf der Steuersignale z.B. gleich der Kurvenform der Eingangsspannung sein, oder davon abweichen, wobei die Polarität der Ausgangsspannung im wesentlichen immer gleich der momentanen Polarität der Eingangsspannung ist.

Der Schaltungsaufbau für den AC-AC-Konverter besteht im wesentlichen aus zwei in Serie geschalteten und abwechselnd betätigten Halbleiterschaltern (S_L und S_Q) parallel zum Eingang, wobei eine Eingangsklemme galvanisch mit einer Ausgangsklemme verbunden ist, und die Verbindungsstelle der beiden Halbleiterschalter (S_L und S_Q) über eine Drossel (L) mit der 2. Ausgangsklemme verbunden ist. Die Steuerung der Ausgangsspannung erfolgt über das Tastverhältnis (T) der Schalter (S_L und S_Q). Hörbereich bis für einige kW möglich.



Die Erfindung betrifft ein pulsweitenmoduliertes Wechselstrom-Leistungsstellglied mit Wechselstromein- und ausgang, bei dem die Ausgangsspannung kontinuierlich von 0 bis zum Wert der Eingangsspannung eingestellt werden kann, wobei die angeschlossene Last Wirk- und Blindanteile besitzen darf und die Pulsfrequenz bis oberhalb des Hörbereiches (20 kHz) gewählt werden kann, wobei eine Eingangsklemme galvanisch mit einer Ausgangsklemme verbunden ist, und parallel zum Eingang die Serienschaltung zweier elektronischer Schalter (S_L und S_Q) liegt, wobei jeder der beiden Schalter in beide Stromrichtungen leitfähig, bzw. sperrend geschaltet werden kann, wobei mit einer Steuereinrichtung im wesentlichen entweder der im Längspfad liegende Schalter (S_L) leitend und der im Querspfad liegende Schalter (S_Q) sperrend, oder der letztere (S_Q) leitend und der erstere (S_L) sperrend geschaltet wird, und durch das Verhältnis (Tau) der Einschaltdauer (t_E) vom Schalter im Längspfad (S_L) zur Einschaltdauer (t_A) des Schalters im Querspfad (S_Q) die Höhe der Ausgangsspannung festgelegt wird, wobei das Verhältnis (Tau) Werte zwischen 0 und ∞ annehmen kann, mit einer Drossel (L) zwischen der Verbindungsstelle der beiden Schalter (S_L und S_Q) und der mit dem Eingang nicht verbundenen Ausgangsklemme sowie einem Kondensator (C_A) parallel zu den Ausgangsklemmen.

Bisher wurden in der Leistungselektronik zur Steuerung der Leistung an Wechselstromverbrauchern vornehmlich Geräte mit a) Phasenanschnittsteuerung bzw. b) Wechselrichtern eingesetzt. Dem sehr geringen Aufwand der Geräte der Type a) stehen die Nachteile der starken eingangs- und ausgangsseitigen Oberwellenbelastung, die Funkstörprobleme, die relativ hohen Kurzschlußströme und die Probleme, die bei starker Blindlast auftreten können, gegenüber. Um die starke Oberwellenbelastung im Ausgang zu reduzieren, besteht die Möglichkeit der Anwendung des Typs b) in der Ausführungsform als Pulswechselrichter. Pulswechselrichter werden üblicherweise ([1], Zach, F.: Leistungselektronik; Springer Verlag, Wien/New York) mit Gleichstromzwischenkreisen ausgeführt.

Bei entsprechender Modulation und hinreichend hoher Pulsfrequenz kann mit solchen Geräten eine nahezu sinusförmige Ausgangsspannung erzielt werden. Nachteilig bei dem letzteren Verfahren ist der relativ hohe Aufwand für den Gleichstromzwischenkreis, die von diesem Kreis verursachte eingangsseitige Stromoberwellenbelastung sowie die zumindest funktörtechnisch ungünstige Forderung, daß kein Punkt des Ausgangskreises mit einem Punkt des Eingangskreises verbunden sein darf, wenn nicht ein Eingangstransformator für die volle umgesetzte Leistung vorgesehen wird.

Aus der dargestellten technischen Situation ergab sich die Problemstellung, ein Leistungsstellglied zu schaffen, das folgende Wesensmerkmale aufweisen sollte:

- 1) geringes Bauvolumen, kein Eingangstransformator erforderlich
- 2) Einsparung des Gleichstromzwischenkreises
- 3) geringe eingangs- und ausgangsseitige Oberwellen (niederfrequent und hochfrequent)
- 4) hoher Wirkungsgrad
- 5) kontinuierliche Durchsteuerbarkeit der Ausgangsspannung von 0 bis zum Höchstwert
- 6) Möglichkeit des Leerlaufbetriebes und des Lastbetriebes mit starken Blindanteilen
- 7) geringe Kurzschlußströme
- 8) Möglichkeit der galvanischen Verbindung eines Punktes des Einganges und des Ausganges.

Die Lösung der Aufgabe erfolgte durch die Anwendung des bei Gleichspannungsschaltnetzteilen in Tiefsetzstellerschaltung [1] (Fig. 1) bekannten Prinzips auf den Wechselspannungsbetrieb.

Anstelle des dort vorhandenen unipolaren Schalters (S) im Längszweig und anstelle der Diode (D) im Querszweig müssen bei Wechselspannungsbetrieb bipolare Schalter eingesetzt werden (Fig. 2). Solche Schaltungen sind bereits realisiert worden ([2], Lutron Electronics Co.: Beleuchtungssteuersystem US-Pat. von 80-03-28, Dok. Nr. 3112 411; [3], Revankar, G., Trasi, D.: Symmetrically puls with modulated AC-Chopper, IEEE Transactions on industrial electronics and control instrumentations, vol. IECI 24, No. 1 February 1977, p. 34 - 44), um durch Einschaltung von "Kerben" in den sonst ungestört sinusförmigen Verlauf der Ausgangsspannung deren Effektivwert zu steuern. Die Wirkung dieser Schaltungen ist ähnlich der bei Phasenanschnittsteuerungen, wobei jedoch im Unterschied zur Phasenanschnittsteuerung die Möglichkeit besteht, auch bei kleinem Ausgangseffektivwert hohe Spannungsmomentanwerte zu erreichen. Aus diesem Grund wird das Verfahren in der Beleuchtungstechnik eingesetzt. Aufgrund des üblichen Aufbaues der Wechselspannungsschalter und des im Schrifttum [2], [3] beschriebenen Steuerungsverfahrens ist man aber, wie folgend abgehandelt wird, mit den bekannten Anordnungen nicht in der Lage, Impedanzen mit starken Blindanteilen im Bereich mehrerer kHz zu schalten, um durch Pulsbreitenmodulation wieder eine annähernd sinusförmige Ausgangskurvenform zu erreichen. Bei Betrieb der Schalter in diesem Frequenzbereich treten die Probleme in den Vordergrund, die von dem nichtidealen Schaltverhalten üblicher, nach dem derzeitigen technischen Stand erhältlicher elektronischer Schalter herrühren.

Im wesentlichen bestehen die Probleme darin, daß lastabhängig zwischen Ansteuerung und tatsächlichem Ein- bzw. Abschalten eines elektronischen Schalters Verzugszeiten auftreten, sodaß in der Grundsaltung (nach Fig. 2a) bei genau abwechselnder Ansteuerung von (S_L) und (S_Q) nicht auszuschließen ist, daß zumindest in

kurzen Zeitbereichen

a) beide Schalter (S_L) und (S_Q) leitend

b) beide Schalter unterbrochen sind.

Als typischer Schalter wird in [2] für den Längszweig eine Ausführung nach Fig. 3a angegeben, wobei ein Leistungstransistor in einer Graetzbrückendiagonale liegt, während für den Querzweig nach Fig. 3b zwei antiparallel geschaltete Thyristoren mit Seriodioden zur Erhöhung der Rückwärtssperrfähigkeit angegeben werden. Bei positiver Eingangsspannung (U_E) und positivem Eingangsstrom (i_E) nach Fig. 4 fließt der Strom (i_D) abwechselnd durch den Transistor (T_1) und den Thyristor (Th_2). Das Löschen des Thyristors erfolgt nach Einschalten des Transistors durch Anlegen der umgekehrten Spannungspolarität.

Wird bei gleicher Stromrichtung für (i_E) die umgekehrte Spannungsrichtung für (U_E) angenommen, dann wird nach Einschalten von (T_1) der Thyristor (Th_2) nicht mehr umgepolt und bleibt daher leitend, worauf sich ein Kurzschluß der momentanen Eingangsspannung (U_E) ergeben muß.

Bei $\cos \Phi \neq 1$ muß daher in der in [2] angegebenen Schaltung immer sichergestellt sein, daß vor der Einschaltung von (T_1) der Strom im Thyristor abgeklungen ist und der Thyristor die volle Sperrfähigkeit in Vorwärtsrichtung erreicht hat. Dies bedingt im allgemeinen relativ lange Zeiten (breite Kerben), woraus zu schließen ist, daß die angegebene Schaltung nur für wenige Kerben pro Halbwelle geeignet ist.

Weiters wird in [2] angegeben, daß durch eine Steuerung jeweils in Abhängigkeit der Eingangsspannung nur einer der beiden Querzweige angesteuert wird, was dazu führen muß, daß bei entgegengesetzter Polarität von Strom und Spannung derjenige Zweig angesteuert wird, durch den der Strom auf Grund der Polung des Zweiges nicht fließen kann, wodurch der Drosselstrom (i_D) abreißen würde und unzulässige Überspannungen entstehen müßten.

Aus den dargelegten Sachverhalten kann geschlossen werden, daß mit dem in [2] beschriebenen Gerät nur Schaltungen mit verhältnismäßig geringer Frequenz ausgeführt werden können, wobei die Auswirkung der oben beschriebenen Phänomene mit passiven Beschaltungs- und Schutzmaßnahmen in zulässigen Grenzen gehalten werden muß.

Nimmt man für den Querzweig analog zum Längszweig einen Schalttransistor in einer Graetzbrückendiagonale an, dann treten die oben erwähnten Probleme auf Grund des unidealen Schaltverhaltens der Transistoren mit der Gefahr des Eingangskurzschlusses bzw. des Abreißens des Drosselstromes mit der Ausbildung von Überspannung insbesondere bei größeren Lastströmen in vollem Ausmaß auf. Es müßten bei Anwendung dieser Schaltung sehr schnelle Meßschaltungen zur Erfassung der momentanen Leitsituation der Transistoren in die Steuerung integriert werden, wobei aber der zeitliche Unsicherheitsfaktor, der sich bei der Ansteuerung der Transistoren ergibt, nicht komplett ausgeschlossen werden kann, und damit in beschränktem Ausmaß auch bei maximalem Strom (i_D) und voller Netzspannung (U_E) zumindest in kurzen Abschnitten mit Eingangskurzschlüssen bzw. Drosselstromlücken zu rechnen ist.

Die gegenständliche Aufgabe kann daher mit dem hier beschriebenen, bekannten Aufbau nicht zufriedenstellend gelöst werden. Die Lösung erfolgt erfindungsmäßig in der Weise, daß die Schalter (S_L und S_Q) jeweils aus zwei gesonderten, entgegengesetzt gepolten Zweigen bestehen, die ihrerseits aus der Serienschaltung eines elektronischen Schalters, der auch die gesteuerte Unterbrechung von Strömen ermöglicht, und einer Diode bestehen, und daß dem Schalter im Längspfad (S_L) oder dem im Querspfad (S_Q) ein Überspannungsableiter parallelgeschaltet ist und die Steuereinrichtung in Abhängigkeit vom jeweiligen Drosselstrom in der Weise wirkt, daß in einem 1. Betriebsbereich, in dem der Drosselstrom (i_D) entweder den positiven Referenzwert ($i_{D, \text{ref}}$) überschritten, oder den negativen Referenzwert ($-i_{D, \text{ref}}$) unterschritten hat, entweder der der momentanen Stromrichtung entsprechende Zweig des Schalters im Längspfad (S_L) ein- und alle anderen Zweige abgeschaltet werden, oder der der momentanen Stromrichtung entsprechende Zweig des Schalters im Querzweig (S_Q) ein- und alle anderen Zweige abgeschaltet werden, und daß in einem 2. Betriebsbereich, bei Drosselströmen zwischen dem positiven und negativen Referenzwert abwechselnd entweder beide Zweige des Längspfades (S_L) eingeschaltet und beide Zweige des Querspades (S_Q) abgeschaltet, oder beide Zweige des Querspades (S_Q) eingeschaltet und beide Zweige des Längspfades (S_L) abgeschaltet werden, wobei zur Vermeidung von Eingangskurzschlüssen auf Grund von Schaltverzugszeiten zwischen die beiden Leitphasen eine Sperrphase eingeschoben wird, in der alle 4 Schaltzweige gesperrt sind, und dabei auftretende Überspannungen durch den Überspannungsableiter ($\bar{u}$) begrenzt werden. (Fig. 5, 6)

Der Stand der Technik wird anhand der Fig. 1 bis 4 erläutert. In Fig. 1a ist die bekannte Tiefsetzstellerschaltung für Gleichspannungsbetrieb dargestellt.

Fig. 1b zeigt den zeitlichen Verlauf der Schalterstellung und des Drosselstromes (i_D).

Fig. 2a zeigt die in der Literatur [2] angegebene Schaltung zur Einschaltung von "Kerben" in den sonst sinusförmigen Verlauf der Ausgangsspannung.

In Fig. 3 sind die in der Literatur [2] angegebenen Schalterausführungen für den Schalter (S_L) (Fig. 3a)

sowie (S_Q) (Fig. 3b) dargestellt.

In Fig. 4 liegt die in der Literatur [2] angegebene Schalterausführung mit den Schaltern nach Fig. 3 vor.

Die Erfindung wird anhand der Figuren 5 bis 8 erläutert. In Fig. 5 liegt die erfindungsmäßige Grundschialtung mit den beiden bipolaren Schaltern (S_L und S_Q) vor.

5 Fig. 6 stellt das Zeitdiagramm für die Ansteuerung der jeweils 2 Zweige (1, 3) bzw. (2, 4) der beiden Bipolarschalter (S_L und S_Q) dar.

Fig. 7 zeigt ein Ausführungsbeispiel für die Ansteuerschaltung.

In Fig. 8 ist das Ausführungsbeispiel eines kompletten Leistungsstellgliedes dargestellt.

Die eingangs- und ausgangsseitigen Kondensatoren (C_E) (7) und (C_A) (10) in Fig. 5 dienen der Reduktion
10 der eingangs- und ausgangsseitigen Oberwellen. In Fig. 5 ist die Auftrennung der Schalter (S_L) (5) im Längspfad sowie im Querspfad (S_Q) (6) in die jeweils getrennten Zweige (1, 3) bzw. (2, 4) dargestellt, wobei jeder der Zweige aus der Serienschaltung einer Diode und eines steuerbaren Halbleiterschalters besteht, sodaß der Stromfluß jeweils in einer Richtung gesperrt ist, und in der anderen Richtung in gesteuerter Weise eingeschaltet oder unterbrochen werden kann. Der Drosselstrom (i_D) einer bestimmten Richtung kann bei dieser
15 Schaltungsanordnung nur jeweils durch einen der beiden Zweige fließen, also bei positiver Stromrichtung (= Zählfeilrichtung von (i_D)) durch die Zweige (3) oder (4), bei negativer Stromrichtung durch die Zweige (1) oder (2).

Wenn von der Steuerung jeweils nur die Schalterzweige abwechselnd angesteuert werden, die den Drosselstrom der momentanen Polarität führen können, dann werden für beliebige Polarität der Eingangsspannung die
20 Eingangskurzschlüsse unmöglich, da immer genau eine Zweigseriendiode entgegengesetzte Polarität aufweist. Es dürfen die zugehörigen Zweige daher auch überdeckend angesteuert werden, das heißt, daß die zugehörigen Zweige Zeiten aufweisen dürfen, in denen beide Schalter zugleich angesteuert werden, wodurch grundsätzlich trotz veränderlicher Schaltverzugszeit zu jedem Zeitpunkt sichergestellt werden kann, daß mindestens einer der beiden Zweige leitet und damit der Drosselstrom nicht abreißt.

25 Während Lücken in der Stromleitung umso größere Auswirkungen haben, je größer der Drosselstrom (i_D) ist, werden die Auswirkungen von Kurzschlüssen der Eingangsspannung (U_E) durch gleichzeitiges Leiten der Schalter (S_L) und (S_Q) umso größer sein, je höher die Eingangsspannung (U_E) ist.

Wenn keine Stromlücken auftreten sollen, dann kann es erforderlich sein, daß bei kleinen Drosselströmen beide Zweige des Schalters im Längspfad (S_L) bzw. beide Zweige des Schalters im Querspfad (S_Q) abwechselnd
30 aktiviert werden, um die ungestörte Polaritätsumkehr des Drosselstromes (i_D) zu ermöglichen. Durch die Schaltverzugszeiten und insbesondere durch die überdeckende Ansteuerung der einzelnen Schalter könnte es dabei zu Eingangskurzschlüssen kommen. Bei starken Blindanteilen in der äußeren Impedanz (Z), aber auch im Leerlauf ($Z = \infty$) ist die Eingangsspannung (U_E) im Zeitpunkt des Drosselstromnulldurchganges ($i_D = 0$) relativ hoch. Eingangskurzschlüsse hätten daher erhebliche Störauswirkungen. Aus diesem Grund wird in unmittelbarer
35 Umgebung des Stromnulldurchganges, die dadurch gekennzeichnet ist, daß $|i_{D,ref}| < |i_{D,ref}|$, statt der überlappenden Ansteuerung der Schalter im Längspfad (S_L) und im Querspfad (S_Q) eine Pause der Dauer (t_V) einschaltet, in der alle 4 Schalterzweige gesperrt sind. Wenn ($i_{D,ref}$) hinreichend klein gewählt wird, hat die Stromlücke nur relativ geringe Störauswirkungen, da dann die in der Drossel (L) gespeicherte Energie gering ist. Die Störauswirkung besteht in einer Überspannung an der Drossel (und damit auch an den Halbleiterschaltern). Diese Überspannung kann aber durch den Überspannungsableiter (u) oder/und eine Schutzbeschaltung (RC oder RCD) der Halbleiterschalter (Fig. 8) beliebig reduziert werden.

Der beschriebene Ablauf wird im Impulsdiagramm (Fig. 6) dargestellt. Ein Ausführungsbeispiel für eine Schaltung zur Gewinnung der erforderlichen Ansteuersignale ist in Fig. 7 dargestellt.

Die Meßgröße für den Drosselstrom (i_D) wird mit Hilfe der beiden Komparatoren (31, 32) nach Amplitude
45 und Polarität bewertet (Fig. 7). In Abhängigkeit von den Ausgangsspannungen (U_+) bzw. (U_-) der Komparatoren werden die Steuerspannungen (U_L) und (U_Q) über die UND-Gatter (37 bis 40) und über die Übertragungsstrecken (Tr) (45 bis 48) an die Steuereingänge (11 bis 14) der 4 Halbleiterschalter (1a bis 4a) geleitet.

Wenn $U_+ = H$, $U_- = L$ gilt, dann werden nur die Schalter (1a) und (2a) abwechselnd betätigt, während die
50 Schalter (3a) und (4a) gesperrt sind. Wenn $U_+ = L$, $U_- = H$, gilt, dann werden nur die Schalter (3a) und (4a) abwechselnd betätigt, während die Schalter (1a) und (2a) gesperrt sind. Im Falle, daß $U_+ = H$, $U_- = H$ gilt, werden abwechselnd zugleich je 2 Schalter (1a, 3a) bzw. (2a, 4a) ein, bzw. ausgeschaltet, wobei die invertierenden Schaltverzögerungsglieder (S_V) (41 bis 44) bewirken, daß zwischen Abschaltung des einen Schalterpaares und Einschaltung des jeweils anderen eine Pause der Länge (t_V) eintritt, während der alle 4
55 Schalter gesperrt sind.

Die Steuerspannungen (U_L) und (U_Q) werden durch Pulsbreitenmodulation eines von einem Taktgenerator (51) kommenden Taktsignals (58) in einem Modulator (50) in Abhängigkeit von der Steuerspannung (U_{St}) (59) gewonnen.

Der Meßwiderstand (R_m) (17) wird in günstiger Weise zwischen Drossel (L) und Ausgangskondensator (C_A) (10) angeordnet (Fig. 5). Eine Anordnung im Zweig (28) könnte funktörtechnische Probleme und Probleme bei der Parallelschaltung solcher Leistungsstellglieder ergeben. Eine Anordnung zwischen Drossel (L) und dem Überspannungsableiteranschlußpunkt hätte zur Folge, daß sich der Bezugspunkt der Steuerung bei galvanischer Verbindung mit dem Meßwiderstand mit hoher Spannungssteilheit gegen den Neutralleiter der Anordnung bewegt, was zu EMC-Problemen führen kann. Außerdem ergeben sich Probleme bei der für die

Regelung erforderlichen Messung der Ausgangsspannung.
In Fig. 8 ist ein Ausführungsbeispiel für ein neues Leistungsstellglied dargestellt. Als Halbleiterschalter wurden npn-Transistoren eingesetzt. Grundsätzlich kommen dafür auch FET-Transistoren in Betracht. Die Transistoren wurden zu deren Abschaltentlastung in bekannter Weise mit RCD-Netzwerken beschaltet, die Transistoren in den Zweigen des Längspfad zusätzlich mit RLD-Netzwerken. Im Eingang und Ausgang der Schaltung wurden zusätzlich LC-Filter (63, 65) bzw. (67, 68) angeordnet, um die eingangs- und ausgangsseitigen Oberwellen zu reduzieren.

Die Schutzeinrichtung (71) wirkt bei eingangsseitigen Überströmen oder Überspannungen entweder bei kleinen Werten durch das Signal (78) auf die Transistoransteuerelektronik (21a) oder bei höheren Werten, die vor allem bei Schäden im Leistungsstellglied auftreten können, mit dem Ausgangssignal (82) auf das Gate des in der Diagonale der Graetzbrücke (61) angeordneten Thyristors (62), wodurch ein Eingangskurzschluß bewirkt wird und die Sicherung (60) zum Ansprechen kommt.

Die Stellgröße (79) wirkt auf die Regelung (70), die in Abhängigkeit der Meßgröße (72) für die Ausgangsspannung U_A und des Drosselstromes (i_D) (80) ein Steuersignal (59) für den Pulsbreitenmodulator in der Transistoransteuerelektronik (21a) liefert. Die Transistoransteuerelektronik (21a) liefert 4 Signale an die Signal-Übertragungseinrichtung (21b), die die galvanische Trennung zu den Leistungsverstärkern (21c) für die Transistoransteuersignale (11 bis 14) darstellt. Die galvanische Trennung muß eine hohe Störsicherheit bei großen Werten der Spannungssteilheit zwischen Eingang und Ausgang aufweisen. Die Aufgabe kann z. B. mit breitbandigen Optokopplern, die mit einem Schirmgitter zwischen Sende- und Empfangsdiode ausgestattet sind, zufriedenstellend gelöst werden. Die einzelnen Schaltungsbaugruppen, die zum Teil auf stark unterschiedlichem Potential liegen, werden von einer zentralen Netzversorgung (69) gespeist. Insbesondere beim Einsatz von Hochspannungsschalttransistoren ist es sehr wichtig, daß die Ansteuerspannungen in keinem Zeitpunkt gewisse Mindestwerte unterschreiten, da es sonst zur Entsättigung und thermischen Bauteilzerstörung kommen kann. Aus diesem Grunde wurde die zentrale Netzversorgung (69) als selbstanlaufendes Schaltnetzteil ausgeführt, dessen Ausgangsspannung in weitem Bereich unabhängig vom Wert der Eingangsspannung ist, sodaß auch bei sehr starken Einbrüchen der Speisespannung ein einwandfreier Betrieb des Leistungsstellgliedes möglich ist.

PATENTANSPRUCH

Pulsbreitenmoduliertes Wechselstrom-Leistungsstellglied mit Wechselstromein- und ausgang, bei dem die Ausgangsspannung von 0 bis zum Wert der Eingangsspannung eingestellt werden kann, wobei die angeschlossene Last Wirk- und Blindanteile besitzen darf und die Pulsfrequenz bis oberhalb des Hörbereiches (20 kHz) gewählt werden kann, wobei eine Eingangsklemme galvanisch mit einer Ausgangsklemme verbunden ist, und parallel zum Eingang die Serienschaltung zweier elektronischer Schalter liegt, wobei jeder der beiden Schalter in beide Stromrichtungen leitfähig, bzw. sperrend geschaltet werden kann, wobei mit einer Steuereinrichtung im wesentlichen entweder der im Längspfad liegende Schalter leitend und der im Querspfad liegende Schalter sperrend, oder der letztere leitend und der erstere sperrend geschaltet wird, und durch das Verhältnis der Einschaltdauer vom Schalter im Längspfad zur Einschaltdauer des Schalters im Querspfad die Höhe der Ausgangsspannung festgelegt wird, wobei das Verhältnis Werte zwischen 0 und ∞ annehmen kann, mit einer Drossel zwischen der Verbindungsstelle der beiden Schalter und der mit dem Eingang nicht verbundenen Ausgangsklemme, sowie einem Kondensator parallel zu den Ausgangsklemmen, dadurch gekennzeichnet, daß die Schalter (S_L und S_Q) jeweils aus zwei gesonderten, entgegengesetzt gepolten Zweigen bestehen, die ihrerseits aus der Serienschaltung eines elektronischen Schalters, der auch die gesteuerte Unterbrechung von

- Strömen ermöglicht, und einer Diode bestehen, und daß dem Schalter im Längspfad (S_L) oder dem im Querspfad (S_Q) ein Überspannungsableiter parallelgeschaltet ist und die Steuereinrichtung in Abhängigkeit vom jeweiligen Drosselstrom in der Weise wirkt, daß in einem 1. Betriebsbereich, in dem der Drosselstrom (i_D) entweder den positiven Referenzwert ($i_{D, \text{ref}}$) überschritten, oder den negativen Referenzwert ($-i_{D, \text{ref}}$) unterschritten hat, entweder der der momentanen Stromrichtung entsprechende Zweig des Schalters im Längspfad (S_L) ein- und alle anderen Zweige abgeschaltet werden, oder der der momentanen Stromrichtung entsprechende Zweig des Schalters im Querspfad (S_Q) ein- und alle anderen Zweige abgeschaltet werden, und daß in einem 2. Betriebsbereich, bei Drosselströmen zwischen dem positiven und negativen Referenzwert abwechselnd entweder beide Zweige des Längspfades (S_L) eingeschaltet und beide Zweige des Querspades (S_Q) abgeschaltet, oder beide Zweige des Querspades (S_Q) eingeschaltet und beide Zweige des Längspfades (S_L) abgeschaltet werden, wobei zur Vermeidung von Eingangskurzschlüssen auf Grund von Schaltverzugszeiten zwischen die beiden Leitphasen eine Sperrphase eingeschoben wird, in der alle 4 Schalterzweige gesperrt sind, und dabei auftretende Überspannungen durch den Überspannungsableiter ($\bar{u}$) begrenzt werden. (Fig. 5, 6)

15

Hiezu 5 Blatt Zeichnungen

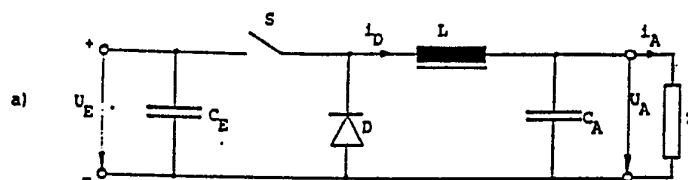


Fig. 1

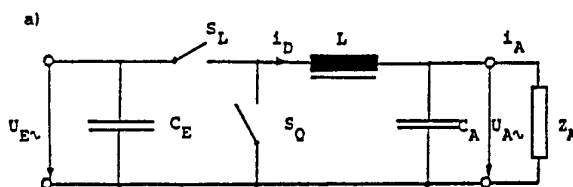
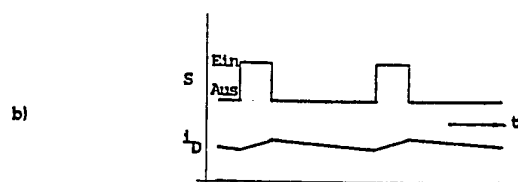


Fig. 2

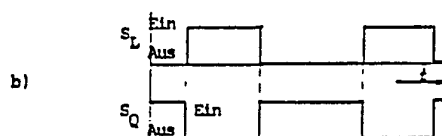


Fig. 3

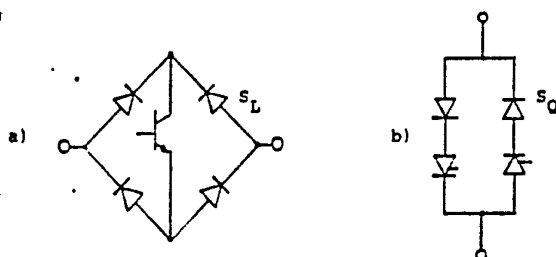
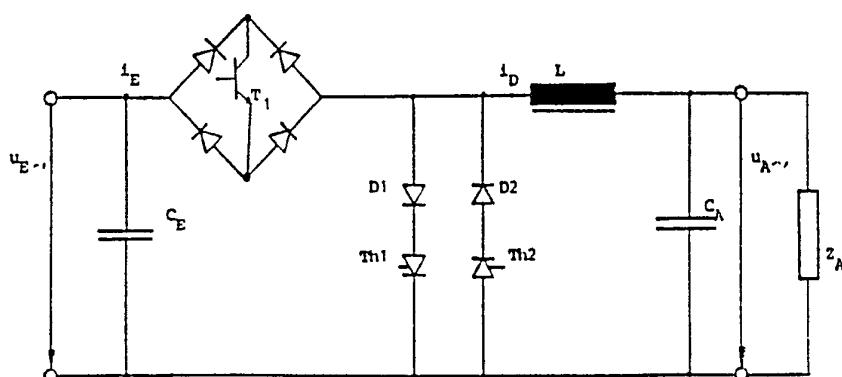
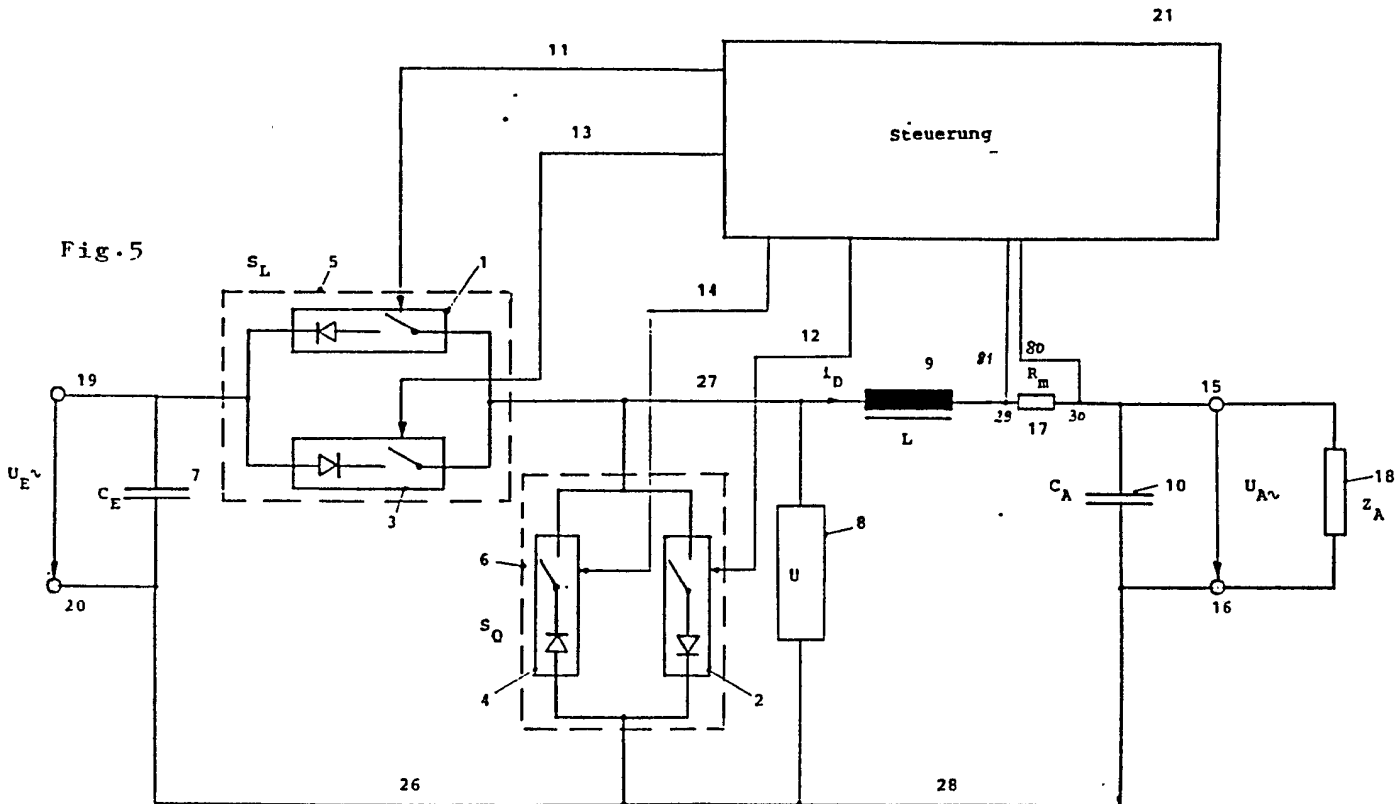


Fig. 4





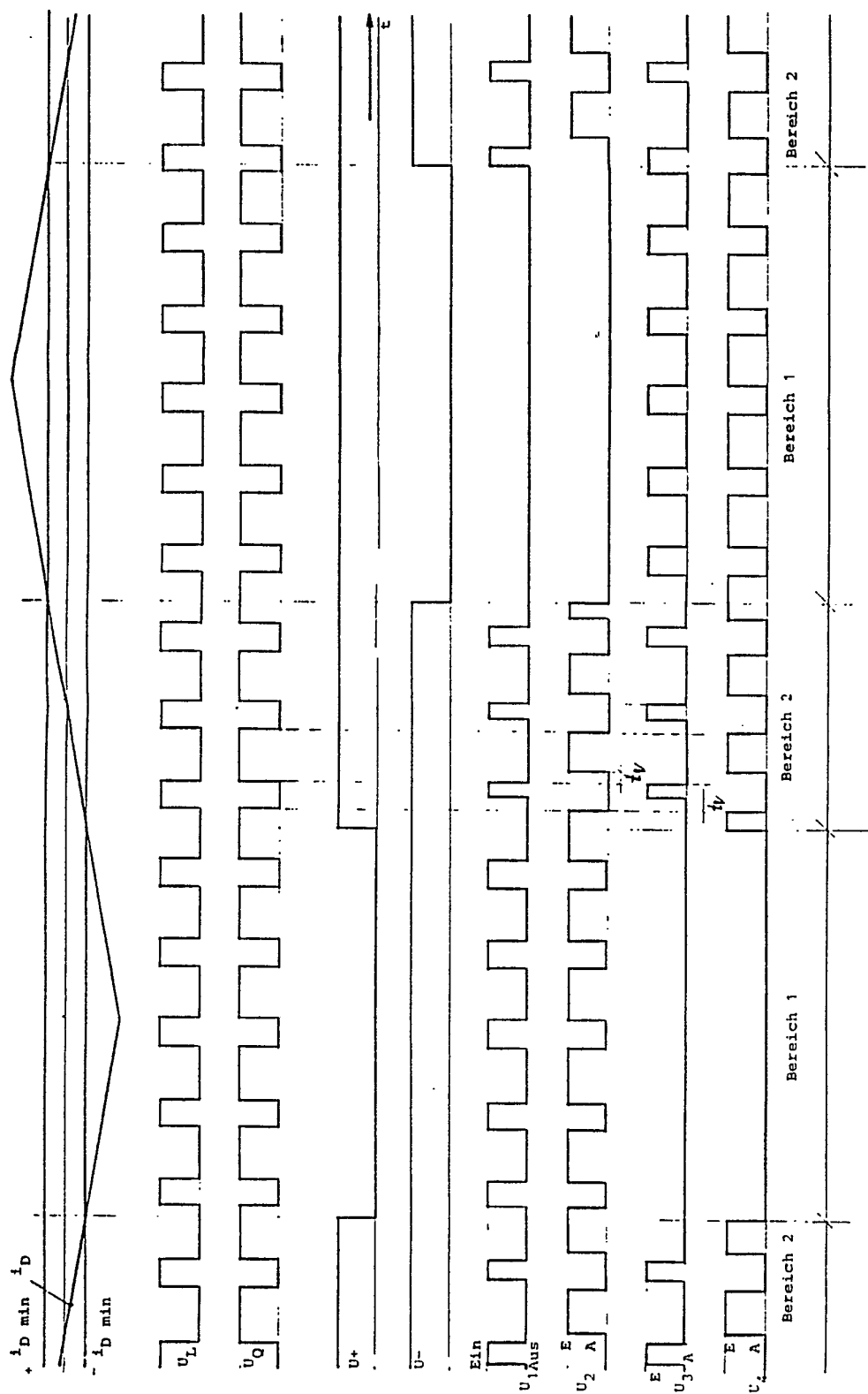
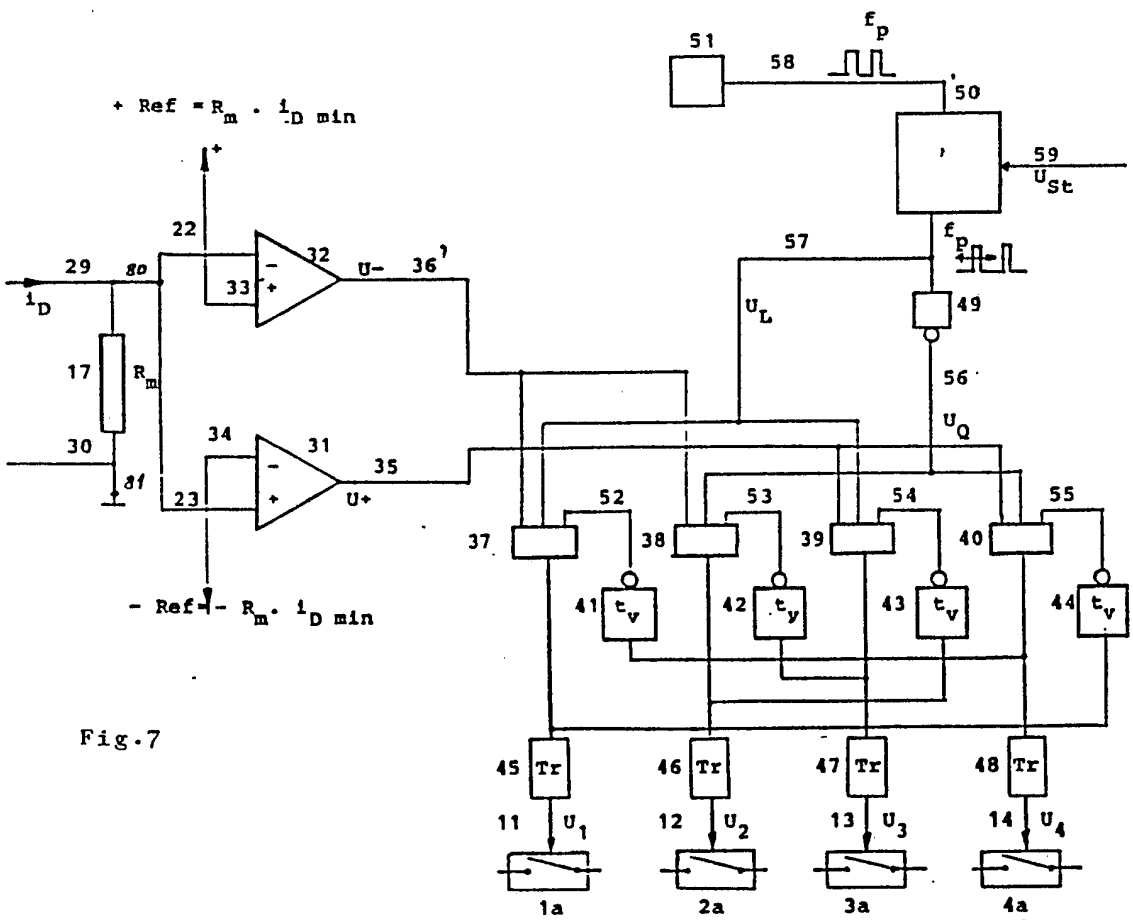


Fig. 6



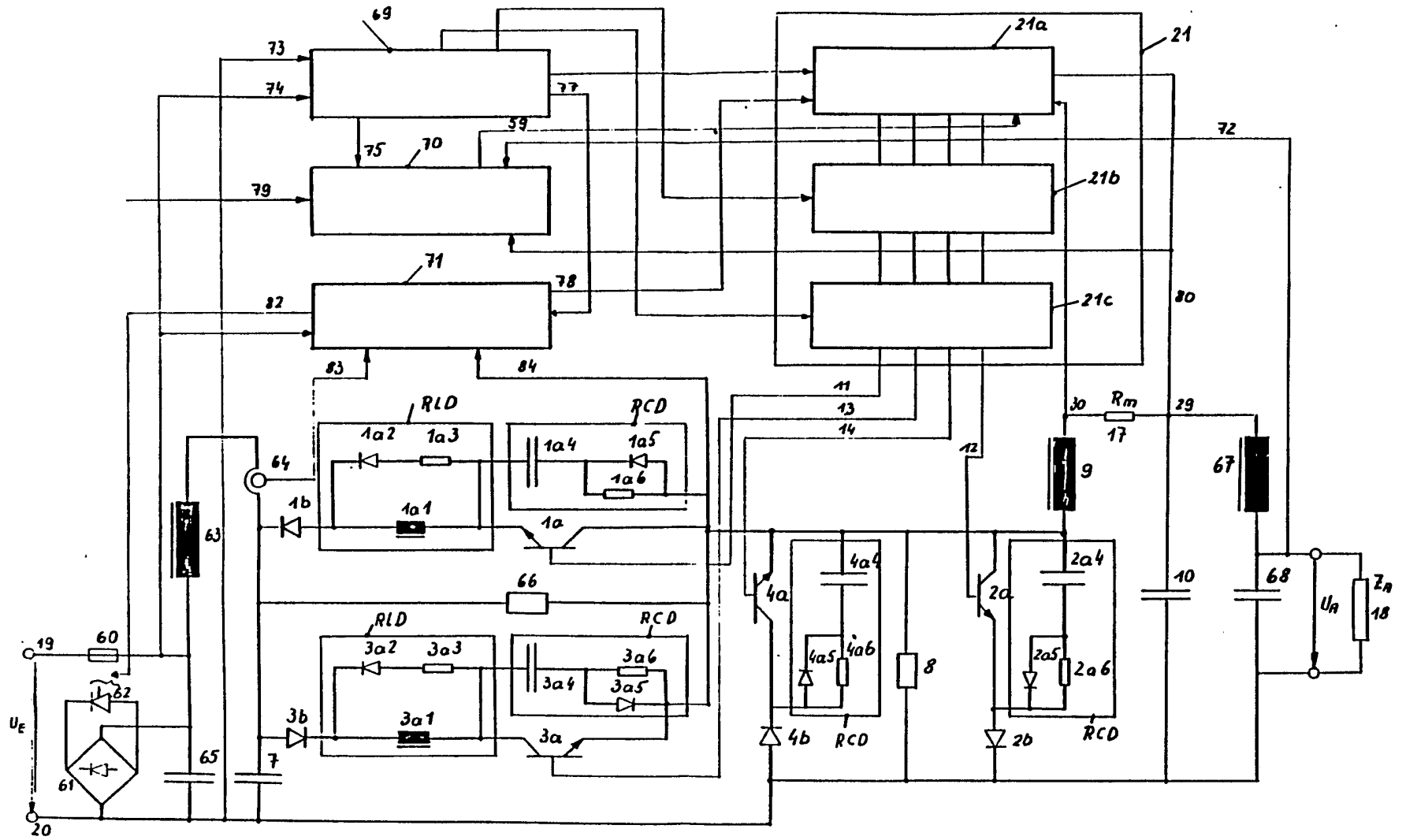


Fig. 8