

PCT
 WELTORGANISATION FÜR GEISTIGES EIGENTUM
 Internationales Büro
 INTERNATIONALE ANMELDUNG VERÖFFENTLICHT NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE
 INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT)

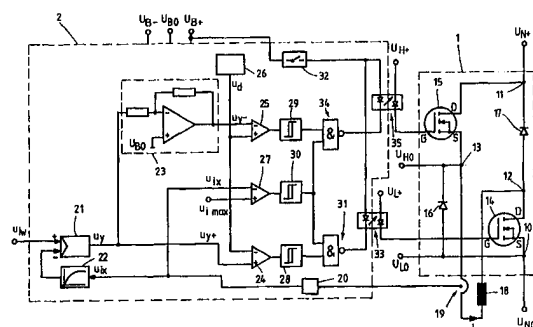
(51) Internationale Patentklassifikation ⁶ : H01H 47/32	A1	(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: WO 98/43266 (43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 1. Oktober 1998 (01.10.98)
(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP98/01493 (22) Internationales Anmeldedatum: 14. März 1998 (14.03.98) (30) Prioritätsdaten: 197 11 768.6 21. März 1997 (21.03.97) DE (71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten ausser US): MANNESMANN REXROTH AG [DE/DE]; Jahnstrasse 3 – 5, D–97816 Lohr (DE). (72) Erfinder; und (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): HERRMANN, Karl–Günter [DE/DE]; Rathausstrasse 19, D–97854 Steinfeld (DE). SCHÄFFER, Rudolf [DE/DE]; Baumhofstrasse 121, D–97828 Marktheidenfeld (DE). KUNKEL, Helmut [DE/DE]; Hauptstrasse 43, D–97859 Wiesthal (DE). (74) Gemeinsamer Vertreter: MANNESMANN REXROTH AG; Jahnstrasse 3 – 5, D–97816 Lohr (DE).		(81) Bestimmungsstaaten: US, europäisches Patent (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE). Veröffentlicht <i>Mit internationalem Recherchenbericht.</i>

(54) Title: ELECTROMAGNETIC CONTROL DEVICE

(54) Bezeichnung: ELEKTROMAGNETISCHER STELLANTRIEB

(57) Abstract

The invention relates to an electromagnetic control device. A control circuit supplies a power element with pulse-width modulated control pulses whose pulse width repetition rate indicates control voltage intensity. The power element applies distribution voltage to an electromagnet arranged between electronic switches according to said control pulses. The control device is simplified for applications wherein the current flowing via the magnet coil should be adjusted between 0 and a maximum volume. To this end, the output pulses of a first comparator are supplied to the control input of a first electronic switch by means of a first optocoupler and the output pulses of a second comparator are supplied to the control output of a second electronic switch by means of a second optocoupler. The control voltage and a periodic voltage with a triangular course are supplied to a comparator. The other comparator is supplied with an inverted control voltage and a periodic voltage with a triangular course. The allocation of voltages supplied to the comparator inputs is adjusted in such a way that their output pulses have the same pulse width repetition rate. Output pulse overlapping time determines the duration of current flow via the electromagnet. The control device is chiefly intended for electrically controlled proportional valves. The inventive device is particularly suitable for control devices wherein the power element is supplied with power from the rectified line voltage.



(57) Zusammenfassung

Die Erfindung betrifft einen elektromagnetischen Stellantrieb. Eine Steuerschaltung führt einem Leistungsteil pulsweitenmodulierte Steuerimpulse zu, deren Tastverhältnis ein Maß für die Höhe einer Steuerspannung ist. Das Leistungsteil beaufschlagt einen zwischen elektronischen Schaltern angeordneten Elektromagneten in Abhängigkeit von den Steuerimpulsen mit einer Versorgungsspannung. Der Stellantrieb soll für Anwendungsfälle, in denen der über die Magnetspule fließende Strom zwischen null und einem Maximalwert verändert werden soll, vereinfacht werden. Hierzu sind die Ausgangsimpulse eines ersten Vergleichers über einen ersten Optokoppler dem Steuereingang eines ersten elektronischen Schalters und die Ausgangsimpulse eines zweiten Vergleichers über einen zweiten Optokoppler dem Steuereingang eines zweiten elektronischen Schalters zugeführt. Dem einen Vergleichers ist die Steuerspannung und eine periodische Spannung mit dreieckförmigem Verlauf zugeführt. Dem anderen Vergleichers ist die invertierte Steuerspannung und die periodische Spannung mit dreieckförmigem Verlauf zugeführt. Die Zuordnung der den Vergleichern zugeführten Spannungen zu den Eingängen der Vergleichers ist so gewählt, daß deren Ausgangsimpulse jeweils dasselbe Tastverhältnis aufweisen, wobei die Zeit der Überlappung der Ausgangsimpulse die Dauer des Stromflusses über den Elektromagneten bestimmt. Der Stellantrieb ist insbesondere für elektrisch gesteuerte Proportionalventile bestimmt. Er ist besonders für Stellantriebe geeignet, bei denen die Versorgung des Leistungsteils aus der gleichgerichteten Netzspannung erfolgt.

LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AL	Albanien	ES	Spanien	LS	Lesotho	SI	Slowenien
AM	Armenien	FI	Finnland	LT	Litauen	SK	Slowakei
AT	Österreich	FR	Frankreich	LU	Luxemburg	SN	Senegal
AU	Australien	GA	Gabun	LV	Lettland	SZ	Swasiland
AZ	Aserbaidshon	GB	Vereinigtes Königreich	MC	Monaco	TD	Tschad
BA	Bosnien-Herzegowina	GE	Georgien	MD	Republik Moldau	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagaskar	TJ	Tadschikistan
BE	Belgien	GN	Guinea	MK	Die ehemalige jugoslawische Republik Mazedonien	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland			TR	Türkei
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	ML	Mali	TT	Trinidad und Tobago
BJ	Benin	IE	Irland	MN	Mongolei	UA	Ukraine
BR	Brasilien	IL	Israel	MR	Mauretanien	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Island	MW	Malawi	US	Vereinigte Staaten von Amerika
CA	Kanada	IT	Italien	MX	Mexiko		
CF	Zentralafrikanische Republik	JP	Japan	NE	Niger	UZ	Usbekistan
CG	Kongo	KE	Kenia	NL	Niederlande	VN	Vietnam
CH	Schweiz	KG	Kirgisistan	NO	Norwegen	YU	Jugoslawien
CI	Côte d'Ivoire	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	NZ	Neuseeland	ZW	Zimbabwe
CM	Kamerun			PL	Polen		
CN	China	KR	Republik Korea	PT	Portugal		
CU	Kuba	KZ	Kasachstan	RO	Rumänien		
CZ	Tschechische Republik	LC	St. Lucia	RU	Russische Föderation		
DE	Deutschland	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DK	Dänemark	LK	Sri Lanka	SE	Schweden		
EE	Estland	LR	Liberia	SG	Singapur		

Beschreibung

Elektromagnetischer Stellantrieb

Die Erfindung betrifft einen elektromagnetischen Stellantrieb mit einem Leistungsteil, dem von einer vorgeschalteten
5 Steuerschaltung pulsweitenmodulierte Steuerimpulse zugeführt sind, deren Tastverhältnis ein Maß für die Höhe einer Steuer-
spannung ist, und das einen Elektromagneten in Abhängigkeit von den Steuerimpulsen mit einer Versorgungsspannung beaufschlagt, insbesondere für ein Proportionalventil, gemäß
10 dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

Ein derartiger Stellantrieb ist aus der DE 42 01 652 A1 bekannt. Der Stellantrieb besitzt ein Leistungsteil, das als Brückenschaltung ausgebildet ist. In jedem der vier Brücken-
zweige ist ein Transistor angeordnet. Der einen Brücken-
15 diagonale ist eine Versorgungsspannung zugeführt und an die andere Brückendiagonale ist die Reihenschaltung eines Hall-
sensors und eines Elektromagneten angeschlossen. Parallel zu jedem Transistor ist eine Diode angeordnet, deren Fluß-
richtung der Versorgungsspannung des Leistungsteils entgegen-
20 gesetzt ist. Dem Leistungsteil ist eine Steuerschaltung vorgeschaltet, die eine analoge Steuerspannung in pulsweiten-
modulierte Steuerimpulse umformt. Die Steuerschaltung weist einen ersten Vergleicher auf, dem die Steuerspannung und eine periodische Spannung mit dreieckförmigem Verlauf zugeführt
25 sind. Einem zweiten Vergleicher der Steuerschaltung sind die über einen Invertierer geführte Steuerspannung und die periodische Spannung mit dreieckförmigem Verlauf zugeführt.
Am Ausgang der beiden Vergleicher stehen impulsförmige Spannungen an. Das Tastverhältnis der Impulse ist ein Maß für
30 die Höhe der Steuerspannung. Die Ausgangsimpulse der beiden Vergleicher sind zusammen mit weiteren Impulsen, die durch Invertierung aus den Ausgangsimpulsen der beiden Vergleicher

gebildet sind, einem als Signalaufbereitungsschaltung bezeichneten integrierten Baustein zugeführt, dessen Aufbau nicht beschrieben ist. In welcher Weise die der Signalaufbereitungsschaltung zugeführten Signale aufbereitet werden, ist in der DE 42 01 652 A1 ebenfalls nicht beschrieben. Der integrierte Baustein besitzt vier Ausgänge, deren Impulse den Transistoren des Leistungsteils über Optokoppler zugeführt sind. In welcher Reihenfolge und wie lange die Transistoren angesteuert werden, ist nicht beschrieben. Damit ein von der Versorgungsspannung getriebener Strom über den Elektromagneten fließen kann, müssen jeweils zwei diagonal gegenüberliegende Transistoren leiten. Da jeweils zwei in Reihe geschalteten Transistoren direkt mit der Versorgungsspannung des Leistungsteils beaufschlagt sind, besteht die Gefahr, daß ein Stromfluß über zwei in Reihe geschaltete Transistoren erfolgt. Ein derartiger Stromfluß würde zu einer Zerstörung dieser Transistoren führen und den Stellantrieb unbrauchbar machen. Um zu verhindern, daß zwei in Reihe geschaltete Transistoren gleichzeitig leitend sind, sind daher besondere schaltungstechnische Maßnahmen zu ergreifen. Der bekannte Stellantrieb erlaubt es zwar grundsätzlich, die Richtung des über den Elektromagneten fließenden Stromes umzukehren. In vielen Anwendungsfällen wird aber eine Umkehrung des Stromflusses nicht benötigt. Es genügt, den Strom zwischen null und einem Maximalwert zu verändern.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen Stellantrieb der eingangs genannten Art für Anwendungsfälle, in denen der über die Magnetspule fließende Strom zwischen null und einem Maximalwert verändert werden soll, zu vereinfachen.

Diese Aufgabe wird durch die im Anspruch 1 gekennzeichneten Merkmale gelöst. Da jeweils ein elektronischer Schalter und eine in Sperrichtung beaufschlagte Diode hintereinander geschaltet sind, ist ein Stromfluß über zwei mit der Versorgungsspannung für das Leistungsteil beaufschlagte

hintereinander geschaltete Brückenzweige nicht möglich. Dies gilt auch dann, wenn im Fehlerfall ein elektronischer Schalter ständig leiten sollte. Der erfindungsgemäße Stellantrieb erlaubt nur dann einen Stromfluß von der Versorgungsspannung für das Leistungsteil über den Elektromagneten, wenn beide elektronischen Schalter leitend sind. Ist nur ein elektronischer Schalter leitend und der andere gesperrt, ist der Elektromagnet über den leitenden elektronischen Schalter und die in dem gegenüberliegenden Brückenzweig angeordnete Diode kurzgeschlossen. Sind beide elektronischen Schalter gesperrt, wird der Elektromagnet über die beiden Dioden mit Gegenspannung beaufschlagt. In diesem Betriebszustand wird der über den Elektromagneten fließende Strom schneller abgebaut, als wenn nur ein elektronischer Schalter gesperrt ist. Der über die Spule fließende Strom kann daher mit unterschiedlicher Geschwindigkeit abgebaut werden. Die Einschaltdauer eines elektronischen Schalters läßt sich nicht beliebig verringern. Durch die zeitversetzte Ansteuerung der beiden elektronischen Schalter ist es möglich, die Dauer des Stromflusses über den Elektromagneten gegenüber der Mindesteinschaltdauer des elektronischen Schalters wesentlich zu verkürzen. Es ist daher möglich, für die Pulsweitenmodulation eine hohe Frequenz vorzusehen. Durch Vergrößerung der Frequenz läßt sich die Amplitude der dem Mittelwert des über den Elektromagneten fließenden Stromes überlagerten Schwingung entsprechend verringern.

Ein elektromagnetischer Stellantrieb, dessen Leistungsteil als Brückenschaltung ausgebildet ist, ist aus der DE 39 27 972 A1 bekannt. In dem Leistungsteil dieses Stellantriebes sind zwei Transistoren unterschiedlichen Leitfähigkeitstyps in diagonal gegenüberliegenden Brückenzweigen angeordnet. Der erste der beiden Transistoren ist mit Massepotential verbunden und der zweite mit dem positiven Anschluß der Versorgungsspannung für das Leistungsteil. In

den anderen beiden Brückenzeigen ist jeweils eine Diode angeordnet, deren Flußrichtung der Versorgungsspannung für das Leistungsteil entgegengesetzt ist. Die Ansteuerung des ersten Transistors erfolgt durch pulsweitenmodulierte Steuerimpulse, deren Frequenz durch eine periodische Spannung mit dreieckförmigem Verlauf vorgegeben ist. Das Tastverhältnis der Steuerimpulse ist ein Maß für die Höhe einer Steuerungsspannung. Es ergibt sich durch einen Vergleich der dreieckförmigen Spannung mit der Steuerspannung. Der Istwert des über den Elektromagneten fließenden Stromes wird mit zwei Grenzwerten verglichen. Der zweite Transistor wird in den leitenden Zustand geschaltet, wenn der über den Elektromagneten fließende Strom den unteren Grenzwert unterschreitet, und gesperrt, wenn der über den Elektromagneten fließende Strom den oberen Grenzwert überschreitet. Während der Einschaltdauer des ersten Transistors ergibt sich so eine Schwingung um einen oberen Strommittelwert, der zwischen den beiden Grenzwerten liegt. Die Frequenz und das Tastverhältnis dieser Schwingung stellen sich entsprechend den beiden Grenzwerten für den Strom und entsprechend der Anstiegsgeschwindigkeit sowie der Abfallgeschwindigkeit des Stromes ein. Die Frequenz dieser Schwingung beträgt ein Mehrfaches der Frequenz der dreieckförmigen Spannung. Um Funktionsstörungen zu vermeiden, darf die resultierende Einschaltzeit des zweiten Transistors die durch den Aufbau des Transistors vorgegebene Mindestdauer nicht unterschreiten. Der Mittelwert des über den Elektromagneten fließenden Stromes ergibt sich aus dem Produkt aus dem oberen Strommittelwert und dem Tastverhältnis der dem ersten Transistor zugeführten Steuerimpulse. Einer Grundschwingung mit niedriger Frequenz ist während der Einschaltdauer des ersten Transistors eine Schwingung mit höherer Frequenz überlagert.

Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen gekennzeichnet. Aufgrund der galvanischen

Trennung der Versorgungsspannungen für die Steuereingänge der elektronischen Schalter voneinander und von der Versorgungsspannung für das Leistungsteil ist die Verwendung von zwei gleichen Transistoren möglich. Es können somit Transistoren desjenigen Leitfähigkeitstyps verwendet werden, der die günstigeren technischen Eigenschaften besitzt. Durch die Verwendung gleicher Transistoren vereinfacht sich die Lagerhaltung. Die Verwendung selbstsperrender Transistoren erhöht die Sicherheit im Störfall. Eine galvanische Trennung der Versorgungsspannung für die Steuerschaltung von den Versorgungsspannungen für die Steuereingänge und von der Versorgungsspannung für das Leistungsteil ermöglicht eine Auslegung der Steuerschaltung unabhängig von der Höhe der Versorgungsspannung für das Leistungsteil. Wird die gleichgerichtete Netzspannung direkt als Versorgungsspannung für das Leistungsteil verwendet, ist kein gesondertes Netzteil - insbesondere kein Transformator - für das Leistungsteil erforderlich. Durch den Einsatz eines Stromreglers, dessen Stellgröße als Steuerspannung für den Stellantrieb dient, lassen sich Schwankungen der Versorgungsspannung für das Leistungsteil, z. B. aufgrund der zulässigen Abweichungen der Netzspannung von ihrem Nennwert, ausgleichen. Ein Glättungsglied im Istwerteingang des Stromreglers verbessert das Regelverhalten. Das Überschreiten eines maximal zulässigen Wertes des über den Elektromagneten fließenden Stromes läßt sich durch eine UND-Verknüpfung der pulsweitenmodulierten Steuerimpulse mit einem Freigabesignal auf einfache Weise verhindern. Anstelle der Spannung mit dreieckförmigem Verlauf kann den beiden ersten Vergleichen eine Spannung mit sinusförmigem Verlauf zugeführt werden. Dies ist zulässig, da das Tastverhältnis bei einer hohen Versorgungsspannung für das Leistungsteil sehr klein ist. Bei einem kleinen Tastverhältnis liegt der Schnittpunkt zwischen der Steuerspannung und der sinusförmigen Spannung im Bereich der Nulldurchgänge, also in einem Bereich, in dem eine sinusförmige Spannung den

gleichen zeitlichen Verlauf wie eine dreieckförmige Spannung besitzt. Ist der Stellantrieb Bestandteil eines überlagerten Positionsregelkreises mit einem induktiven Weggeber, kann die Primärwicklung des Weggebers von demselben Oszillator wie die
5 Steuerschaltung des Stellantriebes mit einer sinusförmigen Spannung versorgt werden. Diese Maßnahme spart einen Oszillator ein. Außerdem entfällt die Gefahr der gegenseitigen Beeinflussung von zwei Oszillatoren, deren Frequenz in der gleichen Größenordnung liegt.

10 Die Erfindung wird im folgenden mit ihren weiteren Einzelheiten anhand eines in den Zeichnungen dargestellten Ausführungsbeispiels näher erläutert. Es zeigen

Figur 1 ein Prinzipschaltbild eines Stellantriebes gemäß der Erfindung,

15 Figur 2 ein Prinzipschaltbild des Netzteils des in der Figur 1 dargestellten Stellantriebes,

Figur 3 den zeitlichen Verlauf der pulsweitenmodulierten Steuerimpulse bei positiver Steuerspannung und

Figur 4 den zeitlichen Verlauf der pulsweitenmodulierten Steuerimpulse bei negativer Steuerspannung.
20

Gleiche Teile sind mit denselben Bezugszeichen versehen.

Die Figur 1 zeigt das Prinzipschaltbild eines Stellantriebes gemäß der Erfindung. Einem Leistungsteil 1 ist eine Steuerschaltung 2 vorgeschaltet. Die Steuerschaltung 2 formt eine
25 Steuerspannung u_y in pulsweitenmodulierte Steuerimpulse zur Ansteuerung des Leistungsteils 1 um. Das Tastverhältnis der pulsweitenmodulierten Steuerimpulse, d. h. das Verhältnis der Einschaltzeit zu der Summe aus der Einschaltzeit und der Ausschaltzeit, ist ein Maß für die Höhe der Steuerspannung
30 u_y .

Die Figur 2 zeigt das Prinzipschaltbild eines Netzteils zur Erzeugung der Versorgungsspannungen für den Stellantrieb. Die Netzwechselspannung ist über Leitungen 3 und 4 einem Brückengleichrichter 5 zugeführt. Die gleichgerichtete Netzspannung ist mit U_N bezeichnet. Das Bezugspotential der Spannung U_N ist mit U_{N0} und das positive Potential mit U_{N+} bezeichnet. Ein Kondensator 6 glättet die Spannung U_N . Bei einer Netzwechselspannung von z. B. 230 V beträgt die gleichgerichtete Netzspannung ca. 325 V. Die Spannung U_N dient als Versorgungsspannung für das Leistungsteil 1. Zusätzlich ist sie einem getakteten Netzteil 7 als Eingangsspannung zugeführt. Da der schaltungstechnische Aufbau getakteter Netzteile dem Fachmann bekannt ist, ist das Netzteil 7 hier nur schematisch dargestellt. Ein integrierter Baustein 8 formt die Spannung U_N in eine Wechselspannung hoher Frequenz um, die der Primärwicklung eines Übertragers 9 mit mehreren galvanisch voneinander und von der Primärwicklung getrennten Sekundärwicklungen zugeführt ist. Durch Gleichrichtung und Glättung werden drei weitere galvanisch voneinander und von der Spannung U_N getrennte Versorgungsspannungen U_L , U_H und U_B gebildet. Das Bezugspotential der Spannung U_L ist mit U_{L0} und das positive Potential mit U_{L+} bezeichnet. Das Bezugspotential der Spannung U_H ist mit U_{H0} und das positive Potential mit U_{H+} bezeichnet. Das Bezugspotential der Spannung U_B ist mit U_{B0} , ihr positives Potential ist mit U_{B+} und ihr negatives Potential ist mit U_{B-} bezeichnet. Die Spannungen U_L und U_H dienen als Versorgungsspannungen für die Steuereingänge von elektronischen Schaltern des Leistungsteils 1. Die Spannung U_B dient als Versorgungsspannung für die Steuerschaltung 2. Durch galvanisch getrennte Rückführung einer der Ausgangsspannungen des Netzteils 7, z. B. des positiven Anteils der als Versorgungsspannung für die Steuerschaltung 2 dienenden Spannung U_B , auf einen hierfür vorgesehenen Eingang des integrierten Bausteins 8 und

Vergleich mit einem Sollwert läßt sich in an sich bekannter Weise eine Spannungsregelung realisieren.

Wie in der Figur 1 dargestellt, ist das Leistungsteil 1 als Brückenschaltung mit den Schaltungspunkten 10 bis 13

- 5 ausgebildet. Die Spannung U_N ist dem Leistungsteil 1 als Versorgungsspannung zugeführt. Der Schaltungspunkt 10 liegt auf dem Potential U_{N0} und der Schaltungspunkt 11 liegt auf dem Potential U_{N+} . Die Schaltungspunkte 10 und 11 bilden die eine Diagonale der Brückenschaltung. Zwischen den Schaltungspunkten 10 und 12 ist ein erster Feldeffekttransistor 14
- 10 angeordnet. Ein zweiter Feldeffekttransistor 15 desselben Typs ist zwischen den Schaltungspunkten 13 und 11 angeordnet. Die Feldeffekttransistoren 14 und 15 dienen als elektronische Schalter. Die Anschlüsse der Feldeffekttransistoren 14 und 15
- 15 sind in üblicher Weise mit G für GATE, D für DRAIN und S für SOURCE bezeichnet. Die Ansteuerung der Feldeffekttransistoren 14 und 15 erfolgt jeweils über die Anschlüsse G und S. Zwischen den Schaltungspunkten 10 und 13 sowie zwischen den Schaltungspunkten 12 und 11 ist je eine Diode 16 bzw. 17
- 20 angeordnet. Die Dioden 16 und 17 sind bezüglich der Spannung U_N in Sperrichtung angeordnet. Zwischen den Schaltungspunkten 12 und 13, die die andere Diagonale der Brückenschaltung bilden, sind ein Elektromagnet 18 und ein Stromsensor angeordnet. Der Stromsensor ist in dem in der Figur 1
- 25 dargestellten Ausführungsbeispiel als Hallsensor 19 ausgebildet. Der Hallsensor 19 formt das von dem über den Elektromagneten 18 fließenden Strom i verursachte Magnetfeld in eine Spannung u_H um, die ein Maß für den über den Elektromagneten 18 fließenden Strom ist. Die Spannung u_H ist von dem
- 30 Strom i galvanisch getrennt. Anstelle des Hallsensors 19 ist auch eine Strommessung durch einen Strommeßwiderstand mit nachgeschalteter galvanischer Trennung der an ihm abfallenden Spannung, z. B. durch einen Optoübertrager, möglich. Die Spannung u_H des Hallsensors 19 ist der Steuerschaltung 2 als

Istwert für den über den Elektromagneten 18 fließenden Strom i zugeführt. Eine Pegelanpassungsschaltung 20 setzt die Spannung u_H in eine Spannung u_{ix} um. In diesem Ausführungsbeispiel wird die Pegelanpassung so vorgenommen, daß eine
5 Spannung von 1 V einem Strom von 1 A entspricht.

Die Spannung u_{ix} ist dem Istwerteingang eines Stromreglers 21 über ein Glättungsglied 22 zugeführt. Dem Sollwerteingang des Stromreglers 21 ist eine Sollwertspannung u_{iw} zugeführt. Wie bei der Spannung u_{ix} entspricht auch bei der Spannung u_{iw}
10 eine Spannung von 1 V einem Strom von 1 A. Die Stellgröße des Stromreglers 21 ist mit u_y bezeichnet. Die Spannung u_y ist die Steuerspannung für die Pulsweitenmodulation. In Abhängigkeit von der Differenz zwischen den Spannungen u_{iw} und u_{ix} und unter Berücksichtigung des Zeitverhaltens des
15 Stromreglers 21 nimmt die Spannung u_y positive oder negative Werte an. Besitzt das Zeitverhalten des Stromreglers 21 einen I-Anteil, nimmt die Spannung u_y im eingeschwungenen Zustand des Stromregelkreises, in dem der Istwert gleich dem Sollwert ist, einen konstanten Wert an, der dem über den Elektro-
20 magneten 18 fließenden Strom i entspricht.

Die Spannung u_y ist einem Invertierer 23 zugeführt. Die Ausgangsspannung des Invertierers 23 ist mit u_{y-} bezeichnet. Das negative Vorzeichen zeigt an, daß es sich um die invertierte Steuerspannung handelt. Die nicht invertierte
25 Steuerspannung ist im folgenden mit u_{y+} bezeichnet. Die Beträge der Spannungen u_{y+} und u_{y-} sind gleich groß. Die invertierte Steuerspannung u_{y-} ist negativ, wenn die mit u_{y+} bezeichnete Steuerspannung positiv ist. Ist dagegen die mit u_{y+} bezeichnete Steuerspannung negativ, ist die invertierte
30 Steuerspannung u_{y-} positiv. Die Steuerspannung u_{y+} ist dem nichtinvertierenden Eingang eines Vergleichers 24 zugeführt. Die invertierte Steuerspannung u_{y-} ist dem invertierenden Eingang eines weiteren Vergleichers 25 zugeführt. Dem invertierenden Eingang des Vergleichers 24 und dem

nichtinvertierenden Eingang des Vergleichers 25 sind von einem Oszillator 26 eine periodische Spannung u_d mit dreieckförmigem Verlauf zugeführt. Die Spannung u_{ix} ist dem nichtinvertierenden Eingang eines dritten Vergleichers 27 zugeführt. Dem nichtinvertierenden Eingang des Vergleichers 27 ist eine einstellbare Spannung u_{imax} zugeführt. Die Spannung u_{imax} ist ein Maß für den maximal zulässigen Wert i_{max} des über den Elektromagneten 18 fließenden Stromes i . Wie bei der Spannung u_{ix} entspricht auch bei der Spannung u_{imax} eine Spannung von 1 V einem Strom von 1 A. Je nachdem welche der beiden Eingangsspannungen eines Vergleichers positiver ist, steht einer von zwei verschiedenen Spannungswerten am Ausgang der Vergleichern an. Den Vergleichern 24, 25 und 27 sind als Schmitt-Trigger ausgebildete Triggerschaltungen 28, 29 bzw. 30 nachgeschaltet, die die Ausgangsspannungen der Vergleichern 24, 25 und 27 in Impulse umformen, die entweder den Wert „0“ oder den Wert „1“ annehmen. In diesem Ausführungsbeispiel ist dem Wert „0“ das Bezugspotential U_{B0} der Spannung U_B zugeordnet und dem Wert „1“ das positive Potential U_{B+} der Spannung U_B . Ein NAND-Gatter 31 verknüpft die Ausgangsimpulse der Triggerschaltungen 28 und 30. Der Ausgang des NAND-Gatters 31 nimmt nur dann den Wert „0“ an, wenn sowohl am Ausgang der Triggerschaltung 28 als auch am Ausgang der Triggerschaltung 30 der Wert „1“ ansteht. Dies ist dann der Fall, wenn die nicht invertierte Steuerungsspannung u_{y+} positiver als die Spannung u_d ist und außerdem die Spannung u_{ix} kleiner als die Spannung u_{imax} ist. In diesem Fall fließt von dem positiven Potential U_{B+} der Spannung U_B über einen Schalter 32, der während des normalen Betriebes geschlossen ist, und über die Primärseite eines Optokopplers 33 Strom zum Bezugspotential U_{B0} . Nimmt der Ausgang des NAND-Gatters 31 den Wert „1“ (entsprechend U_{B+}) an, fließt kein Strom über die Primärseite des Optokopplers 33. Ist der Schalter 32 geöffnet, kann ebenfalls kein Strom über die Primärseite des Optokopplers 33 fließen. Bei einem Stromfluß

über die Primärseite des Optokopplers 33 fließt zunächst von dem Potential U_{L+} der Versorgungsspannung U_L für die Ansteuerung des Feldeffekttransistors 14 über die Sekundärseite des Optokopplers 33 und über die GATE-SOURCE-Strecke des Feldeffekttransistors 14 ein Strom zu dem Bezugspotential U_{L0} der Spannung U_L . Dieser Strom lädt die GATE-SOURCE-Kapazität des Feldeffekttransistors 14 so lange, bis die an der GATE-SOURCE-Strecke anstehende Spannung praktisch gleich der Versorgungsspannung U_L ist. Die an der GATE-SOURCE-Strecke anstehende Spannung steuert den Feldeffekttransistor 14 in den leitenden Zustand. Ein weiteres NAND-Gatter 34 verknüpft die Ausgangsimpulse der Triggerschaltungen 29 und 30. Der Ausgang des NAND-Gatters 34 nimmt nur dann den Wert „0“ an, wenn sowohl am Ausgang der Triggerschaltung 29 als auch am Ausgang der Triggerschaltung 30 der Wert „1“ ansteht. Dies ist dann der Fall, wenn die invertierte Steuerspannung u_y positiver als die Spannung u_d ist und außerdem die Spannung u_{ix} kleiner als die Spannung u_{imax} ist. In diesem Fall fließt von dem positiven Potential U_{B+} der Spannung U_B über den Schalter 32, der während des normalen Betriebes geschlossen ist, und über die Primärseite eines Optokopplers 35 Strom zum Bezugspotential U_{B0} . Nimmt der Ausgang des NAND-Gatters 34 den Wert „1“ (entsprechend U_{B+}) an, fließt kein Strom über die Primärseite des Optokopplers 34. Ist der Schalter 32 geöffnet, kann ebenfalls kein Strom über die Primärseite des Optokopplers 35 fließen. Bei einem Stromfluß über die Primärseite des Optokopplers 35 fließt zunächst von dem Potential U_{H+} der Versorgungsspannung U_H für die Ansteuerung des Feldeffekttransistors 15 über die Sekundärseite des Optokopplers 35 und über die GATE-SOURCE-Strecke des Feldeffekttransistors 15 ein Strom zu dem Bezugspotential U_{H0} der Spannung U_H . Dieser Strom lädt die GATE-SOURCE-Kapazität des Feldeffekttransistors 15 so lange, bis die an der GATE-SOURCE-Strecke anstehende Spannung praktisch gleich der Versorgungsspannung U_H ist. Die an der GATE-SOURCE-

Strecke anstehende Spannung steuert den Feldeffekttransistor 15 in den leitenden Zustand. Der Schalter 32 ist durch ein in der Figur 1 nicht dargestelltes externes Freigabesignal gesteuert. Ist das Freigabesignal vorhanden, ist der Schalter 5 32 geschlossen und die Feldeffekttransistoren 14 und 15 werden wie oben beschrieben in den leitenden Zustand gesteuert. Bei fehlendem Freigabesignal ist der Schalter 32 geöffnet und die Feldeffekttransistoren 14 und 15 sind ständig gesperrt.

10 Wie die Figur 2 zeigt, sind die Spannungen U_N , U_L und U_H galvanisch voneinander getrennt. Diese Maßnahme erlaubt es, wie in der Figur 1 dargestellt, den Anschluß S des Feldeffekttransistors 14 mit dem Bezugspotential U_{L0} der Spannung U_L zu verbinden und den Anschluß S des Feldeffekttransistors 15 15 mit dem Bezugspotential U_{H0} der Spannung U_H zu verbinden. Die Höhe der Spannungen U_N , U_L , U_H und U_B kann unabhängig voneinander gewählt werden. Damit ist es möglich, diese Spannungen optimal an die jeweiligen Verbraucher, nämlich das Leistungsteil 1, die Steuereingänge der Feldeffekt- 20 transistoren 14 und 15 sowie die Steuerschaltung 2, und an den Leistungsbedarf dieser Verbraucher anzupassen.

Die Figuren 3 und 4 bestehen aus fünf jeweils zeitgleich untereinander angeordneten Diagrammen, die mit den Buchstaben a bis e bezeichnet sind. Das Diagramm a zeigt den zeitlichen 25 Verlauf der nicht invertierten Steuerspannung u_{y+} , der invertierten Steuerspannung u_{y-} und der dreieckförmigen Spannung u_d sowie einer sinusförmigen Spannung u_s , die im Bereich der Nulldurchgänge dieselbe Steigung wie die Spannung u_d besitzt. Das Diagramm b zeigt die Zeiträume, in denen der Feldeffekttransistor 14 leitend ist, und das Diagramm c zeigt 30 die Zeiträume, in denen der Feldeffekttransistor 15 leitend ist. Das Diagramm d zeigt die Zeiträume, in denen sowohl der Feldeffekttransistor 14 als auch der Feldeffekttransistor 15 leitend ist. Das Diagramm e zeigt die Zeiträume, in denen

weder der Feldeffekttransistor 14 noch der Feldeffekttransistor 15 leitend ist. Die entsprechenden Zeiträume sind durch Schraffur hervorgehoben.

In der Figur 3 ist der Betriebszustand dargestellt, in dem die nicht invertierte Steuerspannung u_{y+} positiv ist und die invertierte Steuerspannung u_{y-} negativ ist. Solange die Spannung u_{y+} positiver als die Spannung u_d ist (vgl. Figur 3a), ist der Feldeffekttransistor 14 leitend (vgl. Figur 3b). Solange die Spannung u_d positiver als die Spannung u_{y-} ist (vgl. Figur 3a), ist der Feldeffekttransistor 15 leitend (vgl. Figur 3c). Die in den Figuren 3b und 3c dargestellten Impulsfolgen weisen jeweils dasselbe Tastverhältnis auf, sind jedoch gegeneinander phasenverschoben. Die Größe der Phasenverschiebung ist durch die Höhe der Steuerspannung u_y und ihr Vorzeichen bestimmt. Vom Zeitpunkt t_{30} bis zum Zeitpunkt t_{31} überlappen sich die Diagramme 3b und 3c, d. h. in diesem Zeitraum sind die beiden Feldeffekttransistoren 14 und 15 leitend. In diesen Zeitraum fließt ein von der Spannung U_N getriebener ansteigender Strom i über die Magnetspule 18. Im Zeitpunkt t_{31} sperrt der Feldeffekttransistor 14. Der über die Magnetspule 18 fließende Strom i fließt jetzt weiter über die Diode 11 und den noch leitenden Feldeffekttransistor 15. Der Strom i klingt dabei langsam ab, bis im Zeitpunkt t_{32} der Feldeffekttransistor 14 wieder in den leitenden Zustand geschaltet wird. Von dem Zeitpunkt t_{32} bis zum Zeitpunkt t_{33} überlappen sich wieder die Diagramme 3b und 3c, beide Feldeffekttransistoren 14 und 15 sind leitend (vgl. Figur 3d). Der Strom i wird wieder von der Spannung U_N getrieben und steigt bis zum Zeitpunkt t_{33} an. Ab diesem Zeitpunkt sperrt der Feldeffekttransistor 15. Der über die Magnetspule 18 fließende Strom i fließt in diesem Schaltzustand über den noch leitenden Feldeffekttransistor 14 und die Diode 16. Der Strom i klingt langsam ab, bis im Zeitpunkt t_{34} der Feldeffekttransistor 15 wieder in den leitenden Zustand

geschaltet wird. Ab dem Zeitpunkt t_{34} wiederholen sich die oben beschriebenen Abläufe von dem Zeitpunkt t_{30} bis zum Zeitpunkt t_{34} . Der Zeitraum $t_{34} - t_{30}$ ist die Periodendauer der dreieckförmigen Spannung u_d und damit der Kehrwert der Frequenz dieser Spannung. Der über die Magnetspule 18 fließende Strom i setzt sich aus einem Gleichstromanteil und einem diesem überlagerten Wechselstromanteil zusammen. Der Zeitraum $t_{32} - t_{30}$ ist die Periodendauer des Wechselstromanteils. Die Frequenz des Wechselstromanteils, d. h. der Kehrwert der Periodendauer des Wechselstromanteils, ist doppelt so groß wie die Frequenz der dreieckförmigen Spannung u_d . Das Tastverhältnis des Wechselstromanteils ergibt sich aus dem Verhältnis der Einschaltzeit $t_{31} - t_{30}$ zur Periodendauer $t_{32} - t_{30}$. Wie die Figur 3 zeigt, ändert sich das Tastverhältnis proportional mit der Steuerspannung u_y . Bei kleinen Werten der Steuerspannung u_y nähert sich das Tastverhältnis einem Wert von 50 %. Wenn das Tastverhältnis des Wechselstromanteils zu null geworden ist, ist das Tastverhältnis des jeweils über einen der beiden Feldeffekttransistoren 14 und 15 fließenden Stromes 50 %. Die Dauer der Flußphase des über die Magnetspule 18 fließenden Stromes i kann also wesentlich kleiner gewählt werden als die Mindesteinschaltdauer eines einzelnen Feldeffekttransistors. Die Amplitude des Wechselstromanteils des Stromes i ist durch die Frequenz der dreieckförmigen Spannung u_d bestimmt. Je höher diese Frequenz gewählt wird, desto kleiner ist die Amplitude des Wechselstromanteils des Stromes i .

In der Figur 4 ist der Betriebszustand dargestellt, in dem die nicht invertierte Steuerspannung u_{y+} negativ ist und die invertierte Spannung u_{y-} positiv ist. Solange die Spannung u_{y+} positiver als die Spannung u_d ist (vgl. Figur 4a), ist der Feldeffekttransistor 14 leitend (vgl. Figur 4b). Solange die Spannung u_d positiver als die Spannung u_{y-} ist (vgl. Figur 4a), ist der Feldeffekttransistor 15 leitend (vgl.

Figur 4c). Die in den Figuren 4b und 4c dargestellten Impulsfolgen weisen jeweils dasselbe Tastverhältnis auf, sind jedoch gegeneinander phasenverschoben. Die Größe der Phasenverschiebung ist durch die Höhe der Steuerspannung und deren Vorzeichen bestimmt. Die Spannung u_{y+} ist bis zum Zeitpunkt t_{40} positiver als die Spannung u_d . Bis dahin ist der Feldeffekttransistor 14 leitend (vgl. Figur 4b). Vom Zeitpunkt t_{41} bis zum Zeitpunkt t_{42} ist die Spannung u_d positiver als die Spannung u_{y-} . In diesem Zeitraum leitet der Feldeffekttransistor 15. Vom Zeitpunkt t_{43} bis zum Zeitpunkt t_{44} leitet wieder der Feldeffekttransistor 14. In den Zeiträumen t_{40} bis t_{41} und t_{42} bis t_{43} (vgl. Figur 4e) leitet weder der Feldeffekttransistor 14 noch der Feldeffekttransistor 15. In diesen Zeiträumen ist die Magnetspule 18 über die Dioden 16 und 17 mit der Spannung U_N als Gegenspannung beaufschlagt. Der über die Magnetspule 18 fließende Strom i sinkt daher in diesen Zeiträumen schneller ab, als wenn einer der Feldeffekttransistoren 14 und 15 leitet. Der Strom i sinkt vom Zeitpunkt t_{40} bis zum Zeitpunkt t_{41} schnell ab und vom Zeitpunkt t_{41} bis zum Zeitpunkt t_{42} langsam ab. Vom Zeitpunkt t_{42} bis zum Zeitpunkt t_{43} sinkt der Strom i wieder schnell ab und vom Zeitpunkt t_{43} bis zum Zeitpunkt t_{44} wieder langsam ab. Das Tastverhältnis, also das Verhältnis des Zeitraumes $t_{41} - t_{40}$ zu dem Zeitraum $t_{42} - t_{40}$, bestimmt die resultierende Absinkgeschwindigkeit des Stromes i . Die Möglichkeit der Umkehr des Vorzeichens der Steuerspannung u_y ist insbesondere dann von Vorteil, wenn die Steuerspannung u_y - wie in dem in der Figur 1 dargestellten Ausführungsbeispiel - die Stellgröße eines Stromreglers 21 ist.

Als Beispiel für die Versorgungsspannung U_N für das Leistungsteil 1 wurde oben von einer Gleichspannung von 325 V ausgegangen. Dem folgenden Dimensionierungsbeispiel wird zur Vereinfachung der Rechnung eine Gleichspannung von 300 V als Spannung U_N zugrunde gelegt. Der ohmsche Widerstand der

Magnetspule 18 sei $2\ \Omega$ und der größte Strom, der ständig über die Magnetspule 18 fließen darf, 3 A. Das bedeutet, die Magnetspule ist für eine Nennspannung von 6 V ausgelegt. Die über die Feldeffekttransistoren 14 und 15 an die Magnetspule angelegte Spannung U_N ist 50 mal größer als die Nennspannung der Magnetspule. Dies bedeutet, daß die Magnetspule nur kurzzeitig mit der Spannung U_N beaufschlagt werden darf, damit die Magnetspule 18 nicht thermisch zerstört wird. Aus der Spannung von 300 V und dem Widerstand von $2\ \Omega$ errechnet sich ein Strom von 150 A. Bei einer Pulsweitenmodulation stellt sich mit den obigen Annahmen ein mittlerer Strom von 3 A ein, wenn das Tastverhältnis 2 % beträgt. Ein Tastverhältnis von 2 % erhält man z. B. bei einer Einschaltdauer von $1\ \mu\text{s}$ und einer Periodendauer von $50\ \mu\text{s}$. Diese Zeiten ergeben sich, wenn die Frequenz der Spannung u_d 10 kHz beträgt. Die Frequenz des Wechselstromanteils des über die Magnetspule 18 fließenden Stromes i beträgt in diesem Fall 20 kHz. Daraus ergibt sich eine Periodendauer von $50\ \mu\text{s}$. Für eine stetige Änderung des über die Magnetspule 18 fließenden Stromes i von 0 ... 3 A ist eine stetige Änderung der Einschaltdauer von 0 ... $1\ \mu\text{s}$ bei einer Periodendauer von $50\ \mu\text{s}$ erforderlich. Diese Überlegungen zeigen, daß für die Steuerspannung u_y in den Figuren 3 und 4 größere Werte dargestellt sind, als sie in der Praxis auftreten werden. Da die Zeitpunkte t_{30} und t_{31} sehr nahe am Nulldurchgang der Spannung u_d liegen, ist es möglich, anstelle der dreieckförmigen Spannung u_d auch eine andere Spannung zu verwenden, die sich im Bereich der Nulldurchgänge wie eine dreieckförmige Spannung verhält. Wie in den Figuren 3 und 4 dargestellt, kann die dreieckförmige Spannung u_d durch eine sinusförmige Spannung u_s ersetzt werden, die im Bereich der Nulldurchgänge denselben zeitlichen Verlauf wie die dreieckförmige Spannung u_d aufweist. Ist der Stellantrieb Bestandteil eines überlagerten Positionsregelkreises mit einem induktiven Weggeber, kann die Primärwicklung des Weggebers von demselben Oszillator wie die

Steuerschaltung des Stellantriebes mit einer sinusförmigen Spannung versorgt werden. Diese Maßnahme spart einen Oszillator ein. Außerdem entfällt die Gefahr der gegenseitigen Beeinflussung von zwei Oszillatoren, deren
5 Schwingfrequenz in der gleichen Größenordnung liegt.

Patentansprüche

1. Elektromagnetischer Stellantrieb mit einem Leistungsteil, dem von einer vorgeschalteten Steuerschaltung pulsweitenmodulierte Steuerimpulse zugeführt sind, deren

5 Tastverhältnis ein Maß für die Höhe einer Steuerspannung ist, und das einen Elektromagneten in Abhängigkeit von den Steuerimpulsen mit einer Versorgungsspannung beaufschlagt, insbesondere für ein Proportionalventil,

- dessen Steuerschaltung einen ersten Vergleicher aufweist, dem die Steuerspannung und eine periodische Spannung mit dreieckförmigem Verlauf zugeführt sind, und einen zweiten Vergleicher aufweist, dem die invertierte Steuerspannung und die periodische Spannung mit dreieckförmigem Verlauf zugeführt sind,

10

- dessen Leistungsteil als mit elektronischen Schaltern versehene Brückenschaltung ausgebildet ist, deren einer Diagonale die Versorgungsspannung für das Leistungsteil zugeführt ist und an deren andere Diagonale der Elektromagnet angeschlossen ist,

15

dadurch gekennzeichnet,

20

- daß zwei elektronische Schalter (14, 15) in diagonal gegenüberliegenden Brückenzeigen des Leistungsteils (1) angeordnet sind,

- daß in den anderen beiden Brückenzeigen des Leistungsteils (1) je eine Diode (16, 17) angeordnet ist, deren Flußrichtung der Versorgungsspannung (U_N) für das Leistungsteil (1) entgegengesetzt ist,

25

- daß die Ausgangsimpulse des ersten Vergleichers (24) dem Steuereingang des ersten elektronischen Schalters (14) über einen ersten Optokoppler (33) als Steuerimpulse zugeführt sind,

30

- daß die Ausgangsimpulse des zweiten Vergleichers (25) dem Steuereingang eines zweiten elektronischen Schalters (15) über einen zweiten Optokoppler (35) als Steuerimpulse zugeführt sind und
- 5 - daß die Zuordnung der den Vergleichern (24, 25) zugeführten Spannungen (u_{Y+} , u_{Y-} , u_d) zu den Eingängen der Vergleichern (24, 25) so gewählt ist, daß die Ausgangsimpulse der Vergleichern (24, 25) jeweils dasselbe Tastverhältnis aufweisen, wobei die Zeit der Überlappung der Ausgangs-
10 impulse die Dauer des Stromflusses über den Elektromagneten (18) bestimmt.

2. Stellantrieb nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Versorgungsspannungen (U_L , U_H) für die Steuereingänge der elektronischen Schalter (14, 15)
15 voneinander und von der Versorgungsspannung (U_N) für das Leistungsteil (1) galvanisch getrennt sind.

3. Stellantrieb nach Anspruch 2, **dadurch gekennzeichnet**, daß die elektronischen Schalter (14, 15) selbstsperrende Feldeffekt-Transistoren desselben
20 Leitfähigkeitstyps sind.

4. Stellantrieb nach Anspruch 2 oder Anspruch 3, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Versorgungsspannung (U_B) für die Steuerschaltung (2) galvanisch von den Versorgungsspannungen (U_H , U_L) für die Steuereingänge der elektronischen
25 Schalter (14 bzw. 15) und von der Versorgungsspannung (U_N) für das Leistungsteil (1) getrennt ist.

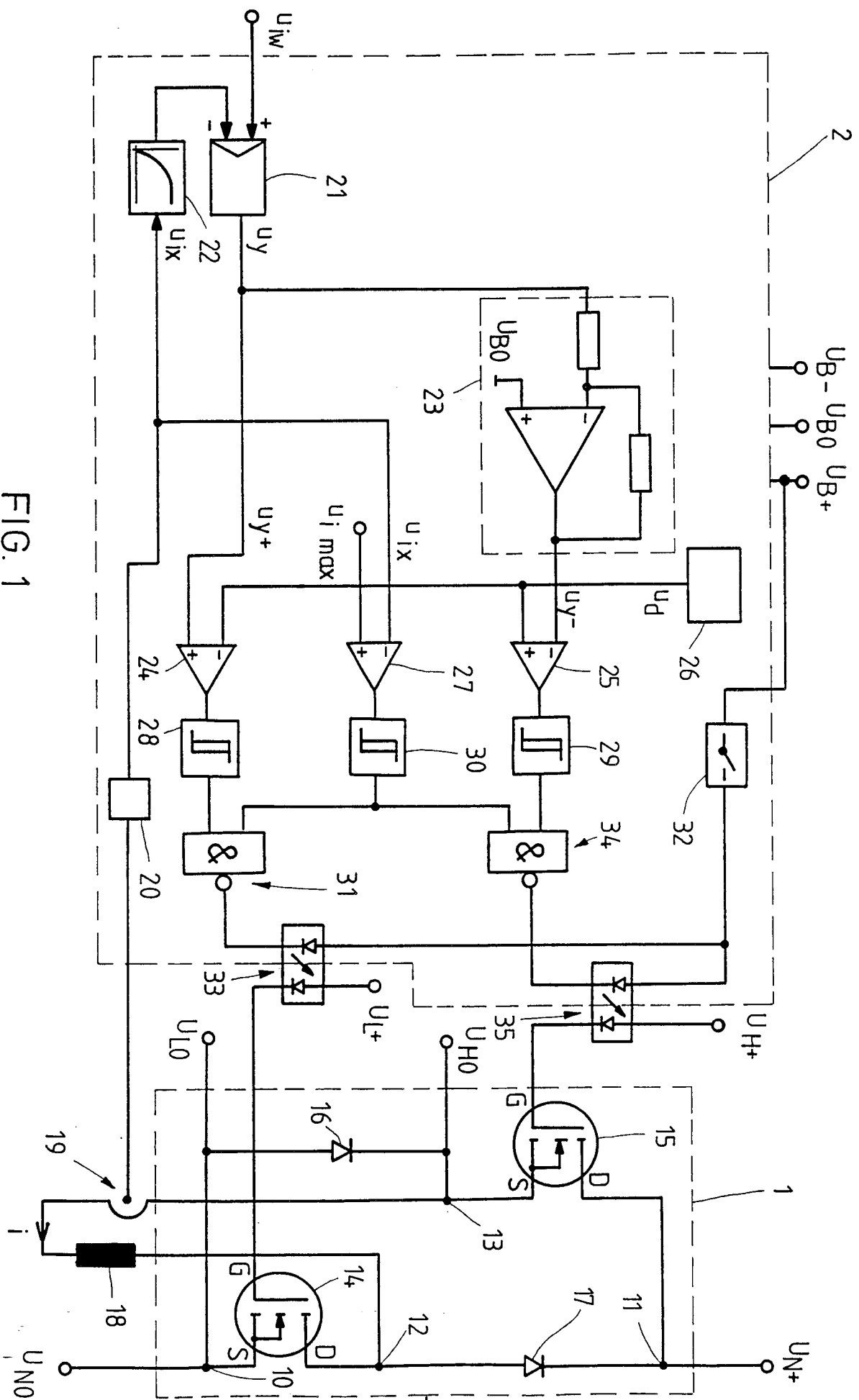
5. Stellantrieb nach einem der Ansprüche 2 bis 4, **dadurch gekennzeichnet**, daß dem Leistungsteil (1) die gleichgerichtete Spannung des Wechselstromnetzes als
30 Versorgungsspannung (U_N) zugeführt ist.

6. Stellantrieb nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, daß einem Stromregler (21) eine erste elektrische Größe (u_{ix}), die ein Maß für den Istwert des über den Elektromagneten (18) fließenden Stromes (i) ist, und eine zweite elektrische Größe (u_{iw}), die ein Maß für den Sollwert des über den Elektromagneten (18) fließenden Stromes (i) ist, zugeführt sind, daß die erste elektrische Größe (u_{ix}) galvanisch von dem über den Elektromagneten (18) fließenden Strom (i) getrennt ist und daß die Stellgröße des Stromreglers (21) die Steuerspannung (u_y) ist.

7. Stellantrieb nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, daß die erste elektrische Größe (u_{ix}) dem Stromregler (21) über ein Glättungsglied (22) zugeführt ist.

8. Stellantrieb nach Anspruch 6 oder Anspruch 7, **dadurch gekennzeichnet**, daß ein dritter Vergleichler (27) vorgesehen ist, dessen einem Eingang die erste elektrische Größe (u_{ix}) und dessen anderem Eingang eine dritte elektrische Größe (u_{imax}) zugeführt ist, die ein Maß für den maximal zulässigen Wert (i_{max}) des über den Elektromagneten (18) fließenden Stromes (i) ist, und daß eine Verknüpfung des Ausgangssignals des dritten Vergleichlers (27) mit den Ausgangsimpulsen der ersten beiden Vergleichler (24, 25) in dem Sinn erfolgt, daß die Ausgangsimpulse der ersten beiden Vergleichler (24, 25) nur dann an die ihnen nachgeschalteten Optokoppler (33 bzw. 35) weitergeleitet werden, wenn der über den Elektromagneten (18) fließende Strom (i) kleiner als der maximal zulässige Wert (i_{max}) ist.

9. Stellantrieb nach einem der Ansprüche 5 bis 8, **dadurch gekennzeichnet**, daß den beiden Vergleichern (24, 25) anstelle der periodischen Spannung (u_d) mit dreieckförmigem Verlauf eine periodische Spannung (u_s) mit sinusförmigem Verlauf zugeführt ist.



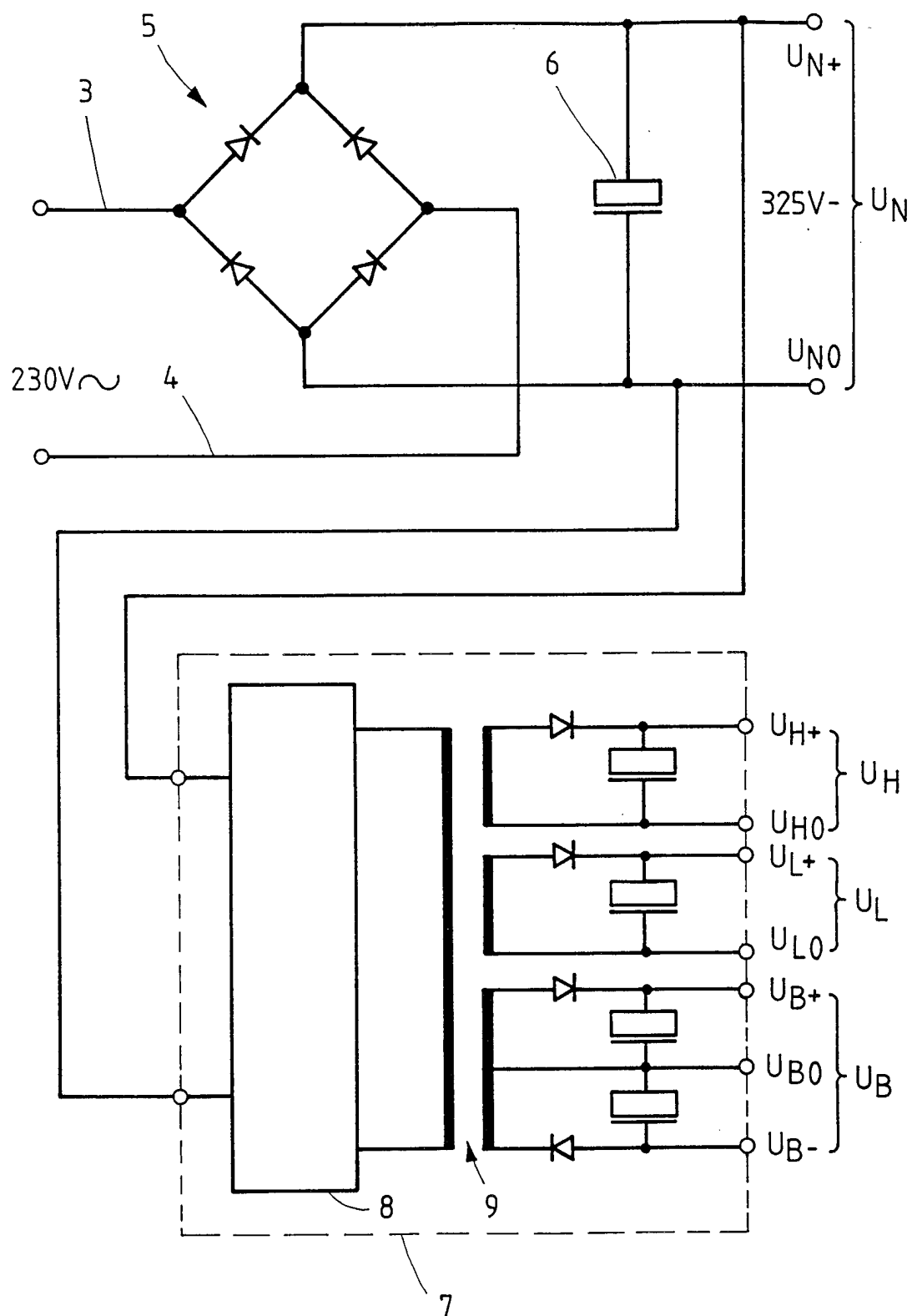


FIG. 2

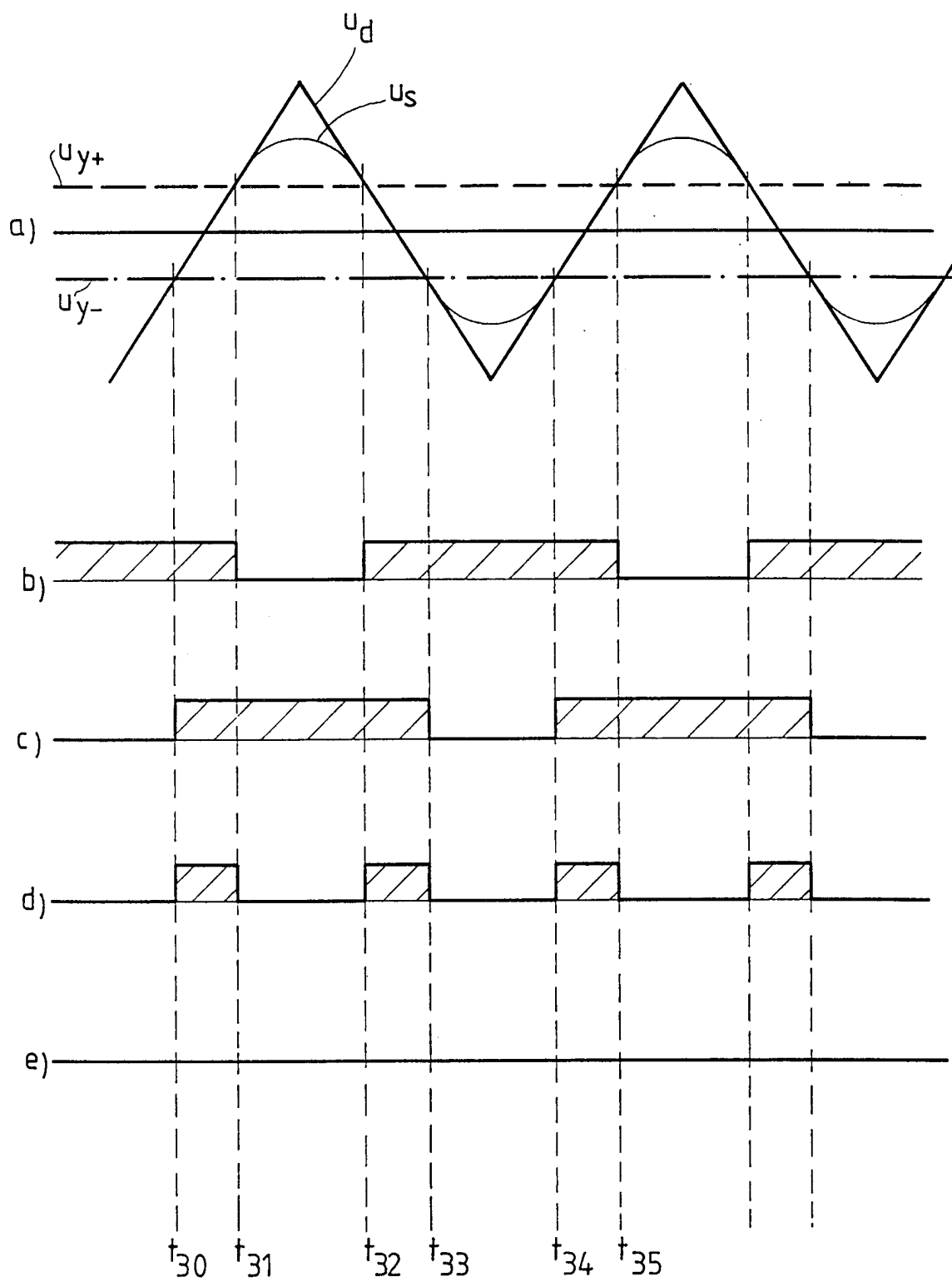


FIG. 3

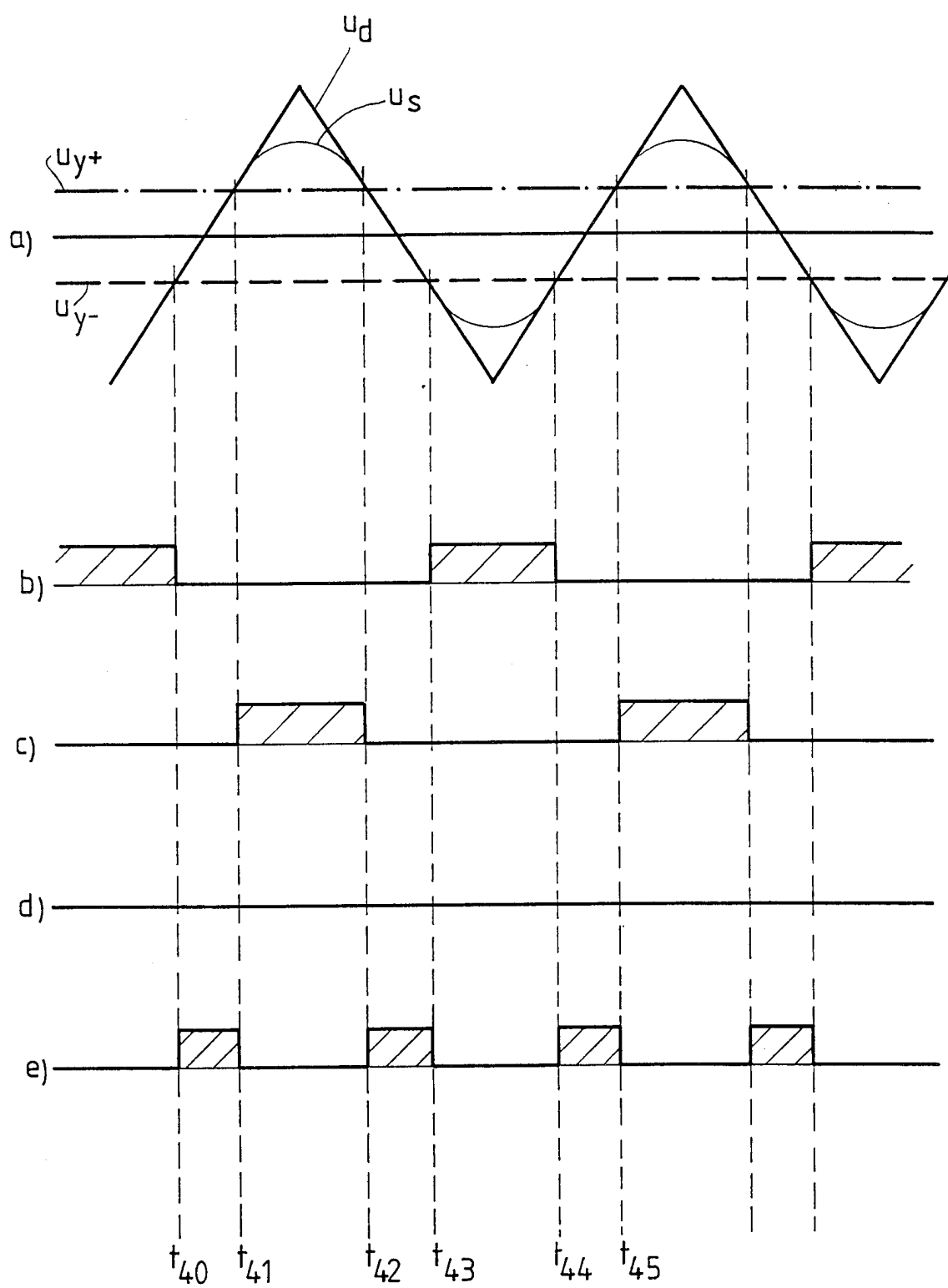


FIG.4

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

In ternational Application No

PCT/EP 98/01493

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC 6 H01H47/32

According to International Patent Classification(IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 6 H01H H01F

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category °	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	DE 295 20 794 U (MANNESMANN AG) 22 February 1996 see claim 1; figure 1 ----	1
A	DE 42 01 652 A (REXROTH MANNESMANN GMBH) 29 July 1993 cited in the application see abstract -----	1

☐ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

° Special categories of cited documents :

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

9 July 1998

Date of mailing of the international search report

16/07/1998

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Salm, R

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/EP 98/01493

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
DE 29520794 U	22-02-1996	NONE	
DE 4201652 A	29-07-1993	IT 1263749 B	27-08-1996
		JP 6300162 A	28-10-1994
		US 5724223 A	03-03-1998

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

In. ationales Aktenzeichen

PCT/EP 98/01493

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES

IPK 6 H01H47/32

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

IPK 6 H01H H01F

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie ^o	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	DE 295 20 794 U (MANNESMANN AG) 22. Februar 1996 siehe Anspruch 1; Abbildung 1 ---	1
A	DE 42 01 652 A (REXROTH MANNESMANN GMBH) 29. Juli 1993 in der Anmeldung erwähnt siehe Zusammenfassung -----	1



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

^o Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

9. Juli 1998

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

16/07/1998

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde
Europäisches Patentamt, P.B. 5618 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Salm, R

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP 98/01493

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
DE 29520794 U	22-02-1996	KEINE	
DE 4201652 A	29-07-1993	IT 1263749 B	27-08-1996
		JP 6300162 A	28-10-1994
		US 5724223 A	03-03-1998