



19 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

12 **Offenlegungsschrift**  
10 **DE 41 28 962 A 1**

51 Int. Cl.<sup>5</sup>:  
**H02J 1/10**  
H 02 J 7/34  
H 02 N 6/00  
H 02 P 9/48  
H 02 M 3/00

21 Aktenzeichen: P 41 28 962.5  
22 Anmeldetag: 29. 8. 91  
43 Offenlegungstag: 4. 3. 93

DE 41 28 962 A 1

71 Anmelder:  
Kuffer, Leonhard, 1000 Berlin, DE

72 Erfinder:  
gleich Anmelder

54 Elektronische Hilfsschaltungen zur Verarbeitung von elektrischer Energie, die von Wind-, Solar-, und anderen Generatoren erzeugt wird

57 Technisches Problem der Erfindung  
Windgeneratoren und Solargeneratoren liefern stark von Wind und Sonne abhängige Spannungen und Ströme. Insbesondere Batterielader benötigen elektronische Schaltungen, die eine Über- und Tiefentladung der Batterien verhindern. Dies soll mit höchstem Wirkungsgrad erfolgen.  
Lösung der technischen Aufgabe  
Tiefentladeschutz: Vorgestellt werden eine Anordnung mit bistabilem Relais und eine mit kurzschlußgeschütztem Power-MOS-FET.  
Zusammenschaltung von Wind- und Solargeneratoren mit Dioden.  
Regelung für fremderregten Synchrongenerator mit drehzahlabhängig geschaltetem Erregerstrom.  
Regelung für permanentmagneterregte Generatoren mit Strom- und Spannungsbegrenzung durch pulsweitenmoduliertem Shunt.  
Verbesserung durch Temperaturkompensation und Sensing-Betrieb.  
Anwendungsgebiet  
Anwendung zur Stromversorgung mit alternativer Energie an Standorten ohne Erschließung durch das öffentliche Energienetz, aber auch als Notstromversorgung und zur Netzeinspeisung denkbar.

DE 41 28 962 A 1

Fig. 1 Übersichtsschaltbild über die Leistungselektronik, Zusammenschaltung von (Wind-) Generator, Solarpaneel, Batterie und Verbraucher mit den als "black boxes" angedeuteten Hilfsschaltungen: Überladeschutz, Tiefentladeschutz und Drehzahlanzeige.

Fig. 2 Überladeschutz nach dem Stand der Technik.

Fig. 3 Überladeschutz-Elektronikteil der Erfindung mit Spannungs- und Strombegrenzung in pulsweitenmodulierter Ausführung.

Fig. 4 Diagramm: Temperaturabhängigkeit der Ladeschlußspannung eines Bleiakkumulators.

Fig. 5 Prinzipschaltbild zur Einführung von Sensing-Leitungen.

Fig. 6 Vier Schaltungsmöglichkeiten zur Erzeugung einer temperaturkompensierten Referenzspannung mit negativem Temperaturkoeffizienten.

Fig. 7 Ausführungsbeispiel einer Elektronik für eine temperaturkompensierte Spannungsbegrenzung mit besonderer Stromversorgung.

Fig. 8 Tiefentladeschutz im Stand der Technik.

Fig. 9 Tiefentladeschutz, Erfindung mit Transistor und elektronischer Sicherung.

Fig. 10 Tiefentladeschutz, Erfindung mit bistabilem Relais.

Fig. 11 Gesamtschaltbild eines Ausführungsbeispiels mit Strom- und Spannungsbegrenzung, Tiefentladeschutz mit bistabilem Relais, Gleichrichtung und Überspannungsschutz im Hochstromteil, Meßwiderständen und Anzeigeinstrumenten.

Fig. 12 Erfindung einer Drehzahlanzeige, die die Generatorfrequenz in eine drehzahlproportionale Spannung umformt.

Fig. 13 Regelschaltung für fremderregten (Wind-) Generator unter Zuhilfenahme der Schaltung aus Fig. 12.

Fig. 1 Übersichtsschaltbild

Im Übersichtsschaltbild sind nur schematisch die Hauptstromkreise für die Erzeugung, Begrenzung, Ladung und Verbrauch des Starkstromes eingezeichnet. Die Steuer-, Regel- und Anzeigeelektroniken für die Ladebegrenzung (Elektronik 1), den Tiefentladeschutz (Elektronik 2), die Drehzahlanzeige (Elektronik 3) und die Gleichrichtung des Generatorstroms sind als "black boxes" gezeichnet und werden im Detail weiter hinten behandelt. Wie in Schaltungen nach dem Stand der Technik sind T1 und D8 als Parallelreglerstellglied bzw. als Rückfluß-Sperrdiode vorhanden. D8 könnte aber in dieser Schaltung eventuell sogar entfallen, wenn die Ladebegrenzung so sicher aufgebaut wird, daß T1 den Akku nicht entleert. Das kommt daher, weil eine weitere Rückfluß-Sperrdiode D7 in Serie zu den Solarzellen einspeisend auf den Knotenpunkt von Gleichrichter D1-D6, C1, R1(T1), D8 verhindert, daß der Windgeneratorstrom durch die Solarzellen fließen und diese zerstören kann. Des weiteren sind erfindungsgemäß zusätzlich R1 und C1 in der Schaltung enthalten. C1 dient als Sieb- und Ladekondensator wie in einem gewöhnlichem Gerätenetzteil. Er bewirkt, daß sich der Mittelwert der Ausgangsgleichspannung von Windgenerator mit Gleichrichtung erhöht und daß Impulsströme der Pulsweitenmodulation sich nicht als Wechselspannungen auf den Anschlußleitungen ausbreiten können und dadurch hochfrequente Störwellen aussenden sowie die Flügel zum Mitschwingen bringen.

R1 liegt in Serie zum Transistor T1 und begrenzt den Strom durch diesen, da ohne R1 sich C1 beim Einschalten von T1 schlagartig über T1 entladen würde, wobei durch Überschreitung des maximalen Drain- bzw. Kollektorstromes T1 zerstört würde. R1 verringert bei analoger Arbeitsweise von T1 stark die Verlustleistung in T1. Bei pulsweitenmodulierter Arbeitsweise von T1 verringert R1 die Verlustleistung im Generator. Da R1 selbst eine beträchtliche Menge an Verlustleistung abführen muß, wird er auch als (Ver-)Heizwiderstand oder Verbratwiderstand bezeichnet. Man kann tatsächlich R1 über ein langes Kabel an die Regelung anschließen und in einem besonders wärmebedürftigen Raum, wie z. B. dem Badezimmer, anbringen. Da R1 bei Pulsweitenmodulation außerdem zu schwingen beginnt und Schall abstrahlt, wurde er auch schon als (Ver-)Quietschwiderstand bezeichnet.

Fig. 2 Ladespannungsbegrenzung nach dem Stand der Technik (Parallelregler)

Derzeit sind Schaltungen wie in Fig. 2 bekannt, die für den Betrieb von Akkumulatoren mit Solarzellen gedacht sind. Dabei fließt Strom durch den parallel zu den Solarzellen (Solarzellen angeschlossen an Klemme 1(+) und Klemme 2(-)) liegenden Leistungstransistor T1 (der einen hohen Stromverstärkungsfaktor haben muß, also z. B. ein Darlingtontransistor oder ein Power-MOSFET sein muß (je nach Leistung müssen es auch mehrere sein)), wenn die Batterien ihre Ladeschlußspannung erreicht haben. Der Transistor T1 erhält seinen Basisstrom von einem Operationsverstärker OP1, der die Batteriespannung mit einer Referenzspannung vergleicht, die mit R4 und D3 erzeugt wird. Zu beachten ist, daß der invertierende Eingang mit dem nichtinvertierenden Eingang vertauscht ist, da der Transistor die Phase um 180° dreht. Die Diode D1, meist eine Leistungs-Schottky-Diode, verhindert, daß sich der Akkumulator über die Solarzellen entladen kann, wenn diese keinen Strom liefern.

Der Nachteil der Schaltung in Fig. 2 ist, daß die Leistung, die T1 aushalten muß, sehr hoch ist. Sie ist bei vollem Akkumulator ungefähr das Produkt aus der Akkuspannung und dem Strom, der von den Solarzellen geliefert wird, also der vollen Leistung, die erzeugt wird. Das hat zur Folge, daß riesige Kühlkörper für T1 notwendig werden.

Es gibt andere Schaltungen für Solarzellen nach dem Stand der Technik, die für T1 einen Schalttransistor verwenden, der pulsweitenmoduliert angesteuert wird. Das hat zwar den Vorteil, daß die Verlustleistung in T1 stark vermindert wird, aber den Nachteil, daß nun die Verlustleistung in den Solarzellen ansteigt, wodurch diese heißer werden. Wenn man sich vorstellt, daß ein Windgenerator über eine Gleichrichterbrücke an die Schaltung angeschlossen wird, ist dieser Punkt noch wichtiger, weil ein Generator noch empfindlicher auf Erwärmung reagiert. Man müßte ihn größer bauen, damit er die Erwärmung aushält. Es müßte der Drahtquerschnitt der Wicklung erhöht werden, temperaturfestere Kleber verwendet werden, oder/und temperaturfestere Magnetwerkstoffe verwendet werden. Außerdem wäre das Rechtecksignal vom Schalttransistor auf der ganzen Länge der Leitung und würde hochfrequente Störstrahlung aussenden. Die Flügel würden im Takte der Schaltfrequenz unerwünschten Schall abstrahlen. Die Leistungstransistoren T1 sind empfindlicher gegenüber Spannungs- und Stromspitzen als in Schaltungen nach der

Erfindung.

Fig. 3 Elektronik für Pulsweitenmodulation mit Strom- und Spannungsbegrenzung

Gegenüber herkömmlichen Schaltungen bietet Fig. 3 erstens eine Pulsweitenmodulation statt analoger Technik und zweitens eine Strombegrenzung plus Spannungsbegrenzung, also laden mit IU-Kennlinie statt einer bloßen Spannungsbegrenzung.

Die Verquickung von Strom- und Spannungsbegrenzung wird schaltungstechnisch durch eine analoge Oder-Schaltung mit D3, D4 und R22 erreicht. Die Steuerspannungen werden den beiden Anoden von D3 und D4 zugeführt, und das Ausgangssignal an den Kathoden folgt der höheren Eingangsspannung abzüglich der Durchlaßspannung der leitenden Diode. Höhere Spannungen bedeuten höheren Leistungsabzug durch T1 (Fig. 1). Dieselbe Schaltung ist mit umgekehrter Polaritätsbedeutung, umgepolten Dioden und Widerstand gegen plus ebenfalls denkbar.

Auf die analoge Oder-Schaltung folgt ein als Schwellwertschalter beschalteter Komparator, (OP3, R23, R24, R25) der an seinem invertierenden Eingang eine Dreiecksspannung mit geringfügig überlagerter Rechteckspannung (durch R4) zugeführt bekommt. Die Dreiecksspannung wird durch einen Schwellwertschalter mit großer Hysterese (OP4, R1, R2, R3) erzeugt, dessen Ausgangssignal mit einem RC-Glied aus R5, R4, C1 auf den invertierenden Eingang rückgekoppelt wird, wodurch die Anordnung als Oszillator wirkt, der am Ausgang PIN14 eine Rechteckspannung und an C1 eine Dreiecksspannung zur Verfügung stellt. Am Verbindungspunkt von R4 und R5 steht eine Mischform von Dreiecksspannung plus geringfügig überlagerter Rechteckspannung zur Verfügung. Die kleine überlagerte Rechteckspannung verbessert das Umschaltverhalten von OP3 und T1 (Fig. 1), so daß Zustände vermieden werden sollen, in denen T1 nicht völlig aus- oder eingeschaltet ist, wodurch sich die Verlustleistung in T1 erhöhen würde. Es können auch andere astabile Multivibratoren oder Oszillatoren verwendet werden, sofern sie eine Dreiecksspannung ausreichender Amplitude (Spitze-Spitze etwa halbe Betriebsspannung) zur Verfügung stellen.

Die Spannungsbegrenzung um OP1 vergleicht die am Spannungsteiler R6, R7, R8 stehende Batteriespannung mit einer Referenzspannung, die mit R11 und D2 erzeugt wird. OP1 verstärkt die Differenzspannung mit einer Verstärkung, die mit der Gegenkopplung mit R10 und R9 einstellbar ist. Ein Verstärkungsfaktor von 100 dürfte ausreichend sein. Mit C2 und C4 wird die Regelschleife frequenzkompensiert, damit sie nicht zu schwingen beginnt. Außerdem glättet C2 die wellige Batteriespannung. Die Strombegrenzung um OP2 verwandelt die Größe des Stroms im Strommeßwiderstand R18 in eine proportionale Spannung an OP2-Ausgang PIN7, die der analogen Oder-Schaltung als zweites Signal zugeführt wird. R18 ist ein niederohmiger Shunt mit hoher Belastbarkeit, der in der Stromleitung zur Batterie hängt. D1 in Fig. 3 entspricht D8 in Fig. 1. Mit einer Brückenschaltung aus Widerständen zwischen Shunt in der Plusleitung und der Minusleitung wird der Spannungsabfall an Shunt R18 in den Gleichtaktspannungsbereich des Operationsverstärkers OP2 gebracht und kann verstärkt werden. R19 und R20 sind ein Teil der Brücke und bestimmen mit Gegenkopplungswiderstand R21 zusammen die Verstärkung. Da zur Verringerung

der Regelabweichung die Verstärkung groß sein sollte und gleichzeitig R19 und R20 hochohmig sein sollen, damit über sie der Akku nicht entladen wird, muß natürlich R21 extrem hochohmig gewählt werden. Der andere Brückenweig wahlweise mit R12, R13, R14 oder R15, R16, R17 ist umschaltbar und einstellbar ausgelegt. Mit R13 und R16 können zwei unterschiedliche Stromstärken voreingestellt werden, bei denen der Strom in die Batterie begrenzt wird, und mit dem Umschalter kann eine der beiden Begrenzungstromstärken angewählt werden. Es können mit einer entsprechenden Anzahl von Widerständen und Schaltkontakten auch mehr als zwei Stromwerte voreingestellt werden. Zum Abgleich der Strombegrenzung ersetzt man zweckmäßigerweise R18 durch einen hochohmigeren Widerstand (z. B. 1 Ohm statt 0,01 Ohm), damit man ein Netzgerät mit üblichen geringen Stromstärken (z. B. 0–2 A) verwenden kann. Der Abgleich für Spannungs- und Strombegrenzung wird getrennt vorgenommen, und zwar so, daß am Ausgang zum Gate des Schalttransistors bei dem jeweiligen Grenzwert ein Pulsweitenmodulationssignal mit 50% Tastverhältnis (gemessen z. B. mit einem Oszilloskop) entsteht. C5 in dem Gegenkopplungspfad von OP2 verhindert ein Schwingen der Regelschleife.

C6, D5 und R26 sind Verpolschutz und Schutz vor transienten Überspannungen. Der Verpolschutz der Schaltung in Fig. 3 ist allerdings noch nicht vollkommen, da die Eingänge von OP1 und OP2 nicht gegen Verpolung geschützt sind. Man müßte dafür noch drei Dioden verwenden, die mit der Kathode am Eingang und mit der Anode an Minus liegen.

Fig. 4 Temperaturgang der Ladeschlußspannung

Die Ladeschlußspannung eines Akkumulators ist derjenige am Ladegerät einzustellende Spannungswert, bei dem der Akku zu 100% vollgeladen werden kann, nach dem Volladen jedoch am Ladegerät angeschlossen bleiben kann, ohne allzusehr zu gasen. Unter "gasen" versteht man das Hochperlen der Luft aus den Zellen, die bei der Spaltung von Wasser in Wasserstoff und Sauerstoff entsteht. Die entstehende Menge Gas ist direkt proportional zum fließenden Reststrom und zur verbrauchten Wassermenge. Um die Batterien möglichst wartungsfrei zu halten, versucht man, den Strom so gering wie möglich zu machen. Je höher die Ladeschlußspannung ist, umso größer ist auch der Reststrom, dessen Energie mit Hilfe der Elektrolyse verbraucht wird. Gebräuchliche Einstellwerte für die Ladeschlußspannung bei 20°C liegen zwischen 13,8 V und 14,4 V für einen 12 V Akku. Der Restladestrom sollte zwischen 0,2 A und 0,5 A je 100 Ah Akkukapazität sein, also relativ ausgedrückt ein Fünfhundertstel bis ein Zweihundertstel der Akkukapazität. Wie aus Fig. 4 zu entnehmen ist, ist die notwendige Ladeschlußspannung stark temperaturabhängig. Bei tiefen Temperaturen ist wesentlich mehr Spannung erforderlich als bei hohen Temperaturen. Der Temperaturkoeffizient ist etwa  $-46 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  bei einer 12 V Batterie oder allgemein, relativ ausgedrückt  $-0,38\%/^\circ\text{C}$ . Der Wert des Temperaturkoeffizienten ebenso wie der absolute Wert der Ladeschlußspannung bei 20°C ist etwas abhängig vom Alterungszustand der Batterie. Neue Batterien haben eine höhere Ladeschlußspannung und auch einen höheren negativen Temperaturkoeffizienten als alte Batterien. Das hier Geschriebene, besonders die angegebenen Zahlenwerte, beziehen sich ausschließlich auf Bleiakkumulatoren mit Schwefelsäureelektrolyt. Temperaturen unter

–10°C sind mit Vorsicht zu betrachten, da ein tiefentladener Akku schon bei –10°C gefrieren und platzen kann. Will man zu extrem tiefen Temperaturen vorstoßen, muß sichergestellt sein, daß während dieser Frostperioden die Akkus immer voll sind und nur maximal 20% der Kapazität entnommen werden.

Fig. 5 Einführung von Sensing-Leitungen

Bei gewöhnlichem Anschluß der Batterie mit zwei Leitungen, einer Leitung L1 für Plus und einer Leitung L4 für Minus ist es so, daß die Elektronik eine höhere Spannung sieht als an der Batterie ist, während der Akku aufgeladen wird, weil der Spannungsabfall an den Leitungswiderständen RL1 und RL4 die Spannung am Akku mindert. Dadurch wird der Akku langsamer aufgeladen, als dies theoretisch möglich wäre. Beim Entladefall ist es umgekehrt. Die Elektronik sieht weniger Spannung im Reglergehäuse als Spannung an der Batterie ist. Die Folge davon ist, daß bei hohen Entladeströmen die Last zu früh abgeschaltet wird.

Zur Vermeidung dieser Nachteile werden die internen Brücken Br.1 und Br.2 entfernt und zwei Sensing-Leitungen L2 und L3 direkt von der Elektronik, die die Spannung "sieht", zu den Polen der Batterie Plus und Minus gelegt. Der Querschnitt dieser Leitungen kann relativ zu den Hochstromleitungen L1 und L4 sehr gering sein, z. B.  $2 \times 0,75$  qmm.

Beim Sensing-Betrieb muß noch beachtet werden, daß das Gate von T1 zu dessen Source nicht zu positiv vorgespannt wird. Es darf kein Zustand eintreten, bei dem T1 dauernd leitet. Beispielhaft wurden in die Zeichnung Fig. 5 die Spannungspfeile für einen Power-MOSFET eingezeichnet, der bei einer Gatespannung von 3 V noch nicht leitet. Da die Low-Ausgangsspannung des Treiber-IC's (LM124) unter 0,3 V liegt, dürfen an RL4 höchstens noch 2,7 V abfallen. Angenommen, der Lade-Strom sei 27 A, so muß der Leitungswiderstand der Minusleitung RL4 kleiner als 0,1 Ohm sein. Das entspricht bei einem Kupfer-Leiterquerschnitt von 2,5 qmm einer maximalen Länge von 14 Meter. Ist eine größere Leitungslänge notwendig, kann man den Querschnitt erhöhen oder man muß sich etwas anderes einfallen lassen. Dies wäre eine andere Ansteuerung des T1, zum Beispiel mit Optokoppler oder einfacher mit einem Kollektorwiderstand zwischen Gate und Source von T1, der vom Kollektor eines pnp-Transistors (open collector) angesteuert wird.

Fig. 6 Temperaturabhängige Referenzspannung

Um eine temperaturkompensierte Ladeschlußspannung zu erhalten, ist es am einfachsten, man verwendet für die Referenzspannung eine Schaltung, die eine Spannung zur Verfügung stellt, die den gleichen relativen negativen Temperaturkoeffizienten aufweist, wie ihn die Ladeschlußspannung haben soll. Fig. 6 zeigt vier verschiedene Schaltungen, mit denen man eine Referenzspannung mit negativem Temperaturkoeffizienten erzeugen kann. In allen vier Schaltungen Fig. 6a–d wird zunächst mit Widerstand R1 und Z-Diode D1 (oder integrierter Spannungsreferenz D1) eine ziemlich konstante Referenzspannung erzeugt. Ein temperaturabhängiger Widerstand (R3, R6, R12 oder R15) ist der Umgebungstemperatur oder besser der Batterietemperatur direkt ausgesetzt. Gut ist es, wenn der Temperatursensor in einem Gehäuse aus gut temperaturleitfähigem Material (also Metall) eingegossen wird. Es kann

sich um ein Röhrchen handeln, auf dessen einem Ende die zwei Anschlußkabel herausgeführt sind und auf dessen anderem Ende eine Lasche angebracht ist mit einem Loch (meist für M6), mit dessen Hilfe man die Vorrichtung an einem Batteriepol mit anschrauben kann.

Schaltung Fig. 6a benutzt einen PTC-Widerstand (R3) in der Gegenkopplung zwischen invertierendem Eingang und Masse. Die Referenz-Eingangsspannung liegt am nichtinvertierenden Eingang des OP. Wenn die Temperatur ansteigt, steigt der Widerstand von R3, folglich fließt weniger Strom durch R4, folglich ist weniger Spannung an R4, folglich ist die Ausgangsspannung U kleiner. Eine einfache mathematische Formel: Temperaturkoeffizient von U in Abhängigkeit von R2, R3, R4 und Temperaturkoeffizient von R3 gibt es nicht. Am einfachsten ist es, man setzt Werte für R2, R3, R4 ein und berechnet für verschiedene Temperaturen die Ausgangsspannung, bis man am Ziel des richtigen Temperaturkoeffizienten angelangt ist.

Schaltung Fig. 6b verwendet einen PTC-Widerstand R6 im oberen Teil eines passiven Spannungsteilers mit R5, R6, R7, der noch mit dem OP und R8 und R9 gepuffert und verstärkt wird. Die Ausgangsspannung hat einen festlegbaren negativen Temperaturkoeffizienten.

Schaltung Fig. 6c verwendet einen NTC-Widerstand R12 in der Gegenkopplung eines OP's zwischen dessen Ausgang und invertierendem Eingang. Die temperaturstabile Referenzspannung liegt dabei am nichtinvertierenden Eingang. Bei Temperaturerhöhung sinkt der Widerstand von R12 plus R11, dadurch sinkt bei konstantem Strom der Spannungsabfall und damit sinkt auch die Gesamtausgangsspannung.

Schaltung Fig. 6d verwendet einen NTC-Widerstand R15 als Temperaturfühler, der im unteren Teil eines passiven Spannungsteilers liegt, der an der Referenzspannung von D1 liegt. Erhöht sich die Temperatur, sinkt der Widerstand von R15 und sinkt damit die Ausgangsspannung, die mit einem OP und R16 und R17 gepuffert und verstärkt werden kann.

Fig. 7 Temperaturkompensierte pulswidenmodulierte Spannungsbegrenzung mit Stromversorgung für höhere Versorgungsspannungen, mit Schutz vor Verpolung und vor transienten Überspannungen. Ausführungsbeispiel mit Wertangaben für die Bauteile.

Die temperaturabhängige Referenzspannung in Fig. 7 wird mit IC2 (LM136 Z2, 5 V) und IC1b (LM124) erzeugt. Die Schaltung entspricht im Prinzip Fig. 6a, ist jedoch um ein paar Kondensatoren (C1, C2, C3, C11) ergänzt, die Störeinstrahlungen und PWM-Reste unschädlich machen. Dem Spannungsvergleicher IC1a wird neben der temperaturabhängigen Referenzspannung auch die Batteriespannung über den Spannungsteiler R12, R13, und R14 zugeführt. Die richtige Ladeschlußspannung wird mit R13 abgeglichen. D1 (z. B. 1N4148) klemmt zu hohe Eingangsspannungen auf die 13,5 V Betriebsspannung und schützt so die OP-Eingänge vor Überspannungen. Der Dreieckoszillator mit IC1d in Fig. 7 entspricht OP4 in Fig. 3. Positivere Eingangsspannungen an Pin10 und 1 haben ein PWM-Ausgangssignal zur Folge, das eine höhere Einschaltdauer hat, als wenn das Gleichspannungs-Eingangssignal niedriger ist.

Die Stromversorgung in Fig. 7 ist gegenüber der von Fig. 3 weiterentwickelt. Je höher die Leistung eines Generators, desto wichtiger wird es, auf höhere Spannungen auszuweichen, um die Ströme in annehmbaren Grenzen zu halten. Auch der Gleichrichterwirkungsgrad erhöht sich mit zunehmender Betriebsspannung.

Eine Verdoppelung der Betriebsspannung halbiert die Gleichrichterverluste bei gleichbleibender Generatorleistung. Verwendet man z. B. eine Drehstrom-Kompaktgleichrichterbrücke mit 30 A Belastbarkeit, kann man bei 12 V Betriebsspannung einen 300 Watt Generator verwenden, bei 24 V Betriebsspannung einen 600 Watt Generator und bei 48 V Betriebsspannung einen 1200 Watt Generator, bei jeweils gleicher Gleichricht-Verlustleistung von etwa 50 Watt.

Der Verpolschutz in Fig. 7 besteht aus D2, einer Gleichrichterdiode in Serie zum Anschluß der Batterie in Durchlaßrichtung. Wird die Batterie verpolt angeschlossen, sperrt einfach D2 und hält die zerstörerische negative Spannung von der Spannungsversorgung der Schaltung und von den Regeleingängen (IC1a Pin3) fern. Die Lastabschaltung wird genauso geschützt angeschlossen. Ein eventuell sich verändernder Spannungsabfall an D2 führt zwar zur Veränderung von Ladeschlußspannung, Abschaltspannung und Wiedereinschaltspannung, ist aber unwesentlich, da sich die Spannungen nur im Bereich von 0,1 V – 0,2 V ändern.

Vor Überspannungen schützen D5, D1 und D4. D5 ist eine Z-Diode oder Transil-Diode, die nach D2 parallel zum Eingang liegt. Die Z-Spannung von D5 sollte etwas über der maximalen Batteriespannung liegen (ca. 20%), wobei zu berücksichtigen ist, daß die Ladeschlußspannung bei extrem tiefen Temperaturen stark ansteigt. Der Eingang von IC1a (Pin3) wird durch D1 und D4 geschützt. Der Strom fließt dabei über D2, R14, D1, D4.

T1, D3, C8, R20, R21, R22 versorgen die Elektronik mit einer stabilisierten Betriebsspannung. Vorwiderstand R21 und Z-Diode D3 stabilisieren die Spannung, die über R22 an die Basis von T1 gegeben wird. T1 ist ein Darlingtontistor mittlerer Leistung, dessen maximale Kollektor-Emitter-Spannung größer als die Z-Spannung von D5 sein soll. Mit dieser Schaltung wird es möglich, die Batterienennspannung über 24 Volt zu machen, ohne daß die IC's durch zu große Spannungen (Maximalspannung der Standard-IC's ist meist 36 V) zerstört würden.

R20, ein Widerstand in der Kollektorleitung von T1, schützt den Transistor vor Stromspitzen. R20 muß so gewählt werden, daß die Spannung am Emitter von T1 nicht zusammenbricht, wenn der maximale Verbrauchsstrom fließt, was während dem Umschalten des bistabilen Relais der Fall sein wird.

C8, C9, C10 glätten die Betriebsspannung und sorgen für eine Energiereserve bei Stromspitzen. Es muß darauf geachtet werden, daß die Spannung der Transil- oder Z-Diode D4 am Emitter von T1 mindestens gleich hoch oder etwas höher als die Spannung der Z-Diode D3 an der Basis sein muß, da durch D4 normalerweise kein Strom fließen soll. R22, der Basiswiderstand von T1, verhindert Schwingneigung, da T1 ohne R22 mit der Basis hochfrequenzmäßig auf Massepotential liegen würde, also in Basisschaltung schwingen könnte (Fig. 7).

#### Tiefentladeschutz für Akkumulatoren

Fig. 8 Stand der Technik

Funktion der Schaltung: Ein Schwellwertschalter wie in Fig. 8 mit Operationsverstärker realisiert oder anders, z. B. mit einem Schmitt-Trigger, vergleicht die Batteriespannung (heruntergeteilte Batteriespannung) mit einer mit einer Z-Diode mit Vorwiderstand hergestellten Referenzspannung. Der Ausgang von OP1 hat High-Potential, wenn die Batteriespannung einen bestimmten

Wert überschreitet. Durch Mitkopplung über R5 und R6 vom Operationsverstärkerausgang auf den nichtinvertierenden Eingang erhält man eine Schalthysterese, das heißt, die Last wird bei Unterschreitung der Batteriespannung von z. B. 10,5 V abgeschaltet, und erst wieder eingeschaltet, wenn z. B. 12,5 V überschritten werden, wenn nachgeladen wird oder die Batterie sich selbst erholt. Der OP-Ausgang liefert über R7 den Basisstrom für T1, mit dessen Kollektorstrom der Relaispulenstrom aufgebracht wird. Das Relais schaltet mit seinem Kontakt S1 die Last ein.

#### Nachteile der Schaltung nach dem Stand der Technik:

1. Der Relaisansteuerstrom ist sehr hoch mit z. B. 0,24 A. Dieser Strom wird bei voller Batterie ständig der Batterie entnommen, bis sie leer ist. Bei einer Batteriekapazität von z. B. 100 Ah ist eine volle Batterie schon nach 400 Stunden tiefentladen, wenn kein Laststrom fließt. Nun könnte jemand auf die Idee kommen, statt eines Arbeitskontaktes für S1 einen Ruhekontakt zu verwenden. Damit ist das Problem aber nur verschoben. Jetzt fließt zwar fast kein Strom, solange die Batterien voll sind, aber sind sie einmal leer, entlädt der Relaispulenstrom sie noch weiter, so daß sie durch Tiefentladung ihre Wiederaufladefähigkeit verlieren. Durch Sulfatierung der positiven Bleiplatten beim Tiefentladen werden die Akkus unbrauchbar.

#### 2. Nachteil

Bei den Abgleicharbeiten an einer Schaltung nach Fig. 8 mittels der Einstellwiderstände R3 für die Spannungshöhe und mit R6 für die Schalthysterese beeinflussen sich die beiden Bauteile gegenseitig. Es ist also sehr schwer, zumindest langwierig, exakt die gewünschte Ausschaltspannung und Wiedereinschaltspannung einzustellen.

#### 3. Nachteil

Bei Lastwiderständen, die einen hohen Anlaufstrom haben, kann die Schaltung in Fig. 8 vorzeitig abschalten, wobei Kippschwingungen wie bei einem astabilen Multivibrator auftreten, die abgesehen davon, daß die Last nicht eingeschaltet bleibt und anläuft, die Relaiskontakte zu stark verschleifen. Solche Lastwiderstände sind z. B. Motoren und Glühlampen. Sollte das Abschalten und Multivibrieren nicht am Einschaltstrom, sondern an einem zu hohen Dauerstrom liegen, kann man nichts machen, als die Akkukapazität auf den zehnfachen Wert des Dauerstroms zu erhöhen.

#### Fig. 9 Lastabschaltung-elektronische Sicherung

Die Schaltung Fig. 9 zeigt eine Lastabschaltung, in der ein Power-MOS-FET (T1) als Schaltelement dient. Dieser wird am Gate von einem Komparator angesteuert, der als Schwellwertschalter geschaltet ist. Dieser Komparator (IC1) vergleicht die Batteriespannung mit der Referenzspannung einer Z-Diode (D1) in der Weise, daß er bei Abfallen der Spannung der Batterie bei deren Tiefentladung dem Power MOS-FET (T1) die Gatespannung zwischen Gate und Source schnell wegnimmt, so daß dieser sperrt. Mit R11 werden die Schaltspannungen eingestellt, bei der die Last ein- bzw. ausgeschaltet wird. Das Schwellwertschalerverhalten des Komparators wird durch Mitkopplung über R1 und R14 zwischen

Ausgang und nichtinvertierendem Eingang erreicht. Diese beiden Widerstände bestimmen die Hysterese. Der Kondensator C1 verhindert durch seine spannungshaltende Wirkung die Abschaltung der Last bei kurzzeitigen (ungefähr 1—2 s) Spannungseinbrüchen der Batterie beim Einschalten von Lasten mit hohen Anlaufströmen wie z. B. Motoren, Glühlampen, Leuchtstofflampen und Netzteilkondensatoren. Andererseits darf dabei der maximale Drainstrom von T1 auch nicht kurzzeitig überschritten werden. Hierzu dient die flinke elektronische Kurzschlußsicherung mit R2, T2 und V1. R2 fungiert als niederohmiger Meßwiderstand, durch den der Verbraucherstrom fließt. Überschreitet der Spannungsabfall an R2 die Basis-Emitter-Spannung von T2, bei der dieser aufsteuert, so zündet der Kollektorstrom von T2 den Thyristor V1 über R5. Damit nimmt V1 dem T1 die Gate-Source-Spannung weg und T sperrt schnell.

Da es im praktischen Betrieb bei Funkstörungen, wie sie beim Schalten von induktiven Verbrauchern auftreten, zu unerwünschten Abschaltungen kam, wurde die Funkentstörung mit R6, C4, R5, C5 eingefügt. Als Anhaltspunkt zur Dimensionierung kann gelten: Eine Verzögerung der Abschaltung um 1  $\mu$ s ist für die modernen Power-MOS-FET's schon zu lange. Hartnäckige Störer sind zum Beispiel: Leuchtstofflampen (Netz), Motoren, Transformatoren in unentstörter Ausführung beim Abschalten. Zum Schutze der MOSFET's vor Spannungsspitzen sind weiterhin Überspannungsableiter, Varistoren (R13) und Transildioden zwischen Source und Drain und parallel zur Lastseite erforderlich. Eine Leuchtdiode D2 mit Vorwiderstand R7 parallel zur Last (gleich Ausgang) zeigt an, ob die Last Spannung bekommt. Zur Wiedereinschaltung schließt ein Schalter parallel zum Thyristor diesen kurz.

#### Zu Fig. 10 Lastabschaltung mit bistabilem Relais

Aufgabe: Die Lastabschaltung hat die Aufgabe, die Batterie (die Akkumulatoren) vor Beschädigung durch Tiefentladung zu schützen. Dazu wird als Regelgröße die Batteriespannung herangezogen. Eine Temperaturkompensation der Abschaltspannung ist aufgrund dem Verhalten von Akkumulatoren nicht nötig. Das heißt, daß man die Tiefentladeschwelle immer auf gleicher Spannungshöhe lassen kann, unabhängig davon, welche Temperatur die Batterien haben. Dagegen ist die Tiefentladeschwelle (Entlade-)stromabhängig (Innenwiderstand). Bei der Ladeschlußspannungsbegrenzung für die (Blei)Akkumulatoren ist dagegen eine Temperaturabhängigkeit der Ladeschlußspannung dringend anzuraten.

#### Schaltung Fig. 10

R1, R2, R3, R4, R5 und C1 bilden einen einstellbaren Spannungsteiler. Mit R3 kann die Wiedereinschaltspannung eingestellt werden (Bei einem 12 V-Akku zum Beispiel auf 12,2 bis 12,5 V), und mit R4 wird eingestellt, bei welcher Akkuspannung die Last abgeschaltet wird (Spannung z. B. 10,5 V bis 11,5 V für ein 12 V-Akku). Der Kondensator C1 verleiht dem Spannungsteiler Tiefpaßeigenschaften und verhindert, daß kurzzeitige Spannungseinbrüche des Akkus, zum Beispiel beim Einschalten von Glühlampen oder Motoren, zum Abschalten führen. Man wird seinen Wert so wählen, daß eine Zeitkonstante von etwa ein bis zehn Sekunden erreicht wird.

Vorwiderstand R6, Zener-Diode D1 und C2 erzeugen eine stabile Vergleichsspannung, die OP2 am invertie-

renden Eingang und OP1 am nichtinvertierenden Eingang zugeführt wird. Die stabilisierte Spannung kann innerhalb des Gleichtaktbereichs der OP's, zweckmäßigerweise aber von ungefähr 0,2·U Akku bis 0,7·U Akku gewählt werden. Bei dem Ausführungsbeispiel in Fig. 10 läge sie bei 0,5·U Akku. Die beiden Operationsverstärker sind als Schwellwertschalter mit einer geringen Hysterese von z. B. 0,005·U Akku geschaltet. Der Ausgang von OP1 springt auf High, wenn an dessen invertierenden Eingang die vom Spannungsteiler geteilte Akkuspannung die Referenzspannung unterschreitet, während OP2 auf High springt, wenn die seinem nichtinvertierenden Eingang zugeführte geteilte Akkuspannung die Referenzspannung überschreitet.

Den Operationsverstärkern folgen zwei gleichartig aufgebaute Impulsabtrenn- und Verstärkerstufen, bestehend aus C4, D2, R11, R12, T1, D4 und C3, D3, R13, R14, T2, D5. Die Funktionen sind folgende: T1 und T2 sind Schalttransistoren für die Relaiswicklungen, die nicht wie üblich dauernd leiten, sondern nur kurzzeitig nach einem low auf high-Übergang der Operationsverstärkerausgänge. T1 wird von OP1 über C4 und R12 angesteuert und schaltet die Last ab, indem er einen Stromstoß auf die abschaltende Wicklung W1 des bistabilen Relais gibt. T2 wird von OP2 über C3 und R14 angesteuert und gibt einen Stromimpuls auf die einschaltende Wicklung W2 des bistabilen Relais, wenn der Ausgang von OP2 high wird. Die Transistoren T1, T2 befinden sich in Emitterschaltung. Die Freilaufdioden D4 und D5 befinden sich parallel zu den Relaiswicklungen W1 und W2 und schützen die Transistoren T1 und T2 vor Gegeninduktionsspannungen von W1 und W2. D2 und D3 begrenzen die Basis-Sperrspannung der Transistoren T1 und T2 auf ungefährliche Werte. Falls OP1 und OP2 keinen internen Kurzschlußschutz der Ausgänge hätten, müßte noch je ein Widerstand zwischen den Operationsverstärkerausgängen und den Dioden eingefügt werden, oder man legt die Kathoden der Dioden direkt an die Basis von T1, T2. R11 und R13 lassen die Sperrströme von C3 und 4 und von den Kollektor-Basisstrecken von den Basen gegen Masse abfließen. R12 und R14 liegen in Reihe zwischen den Basen und den OP-Ausgängen mit C4 bzw. C3 zusammen und begrenzen einmal den Basisstrom (falls dieser nicht schon durch den Kurzschlußschutz der Operationsverstärker begrenzt wird) und zum Anderen verlängern sie die Impulszeit. C4 und R12 bzw. C3 und R13 bestimmen die Impulszeit, die zum sicheren Umschalten des Relais zwischen 100 ms und 1 s liegen sollte. C5 hat neben der Betriebsspannungsabblockung noch die Aufgabe, soviel Ladung zu speichern, daß damit das Relais noch auf "Aus" schalten kann, falls der Fall eintreten sollte, daß die Leitung für die Elektronik unterbrochen wird, während die Leitung des Laststromkreises nicht unterbrochen wird. Würde das Relais nicht noch auf "Aus" schalten können, bestünde die Gefahr, daß der Akku tiefentladen wird.

Die Vorteile der vorgestellten Schaltung in Fig. 10 sind insgesamt drei Stück. Erstens: Der Stromverbrauch ist dadurch, daß durch die Wicklungen des bistabilen Relais keine Dauerströme fließen, sondern nur kurzzeitige Impulse bei Betätigung, sehr gering. Zweitens: Die Abschaltspannung und die Wiedereinschaltspannung können getrennt voneinander (mit R4 und R3) eingestellt werden und man kann damit die Schaltung gut auf unterschiedliche Lastfälle anpassen. Drittens sind die Einstellarbeiten einfacher durchzuführen als wie bei Schaltungen nach dem Stand der Technik, da sich Hy-

sterese und Absolutwerte der Schwellen nicht gegenseitig beeinflussen.

Fig. 12 Drehzahlanzeige

Die Drehzahlanzeige in Fig. 12 hat die Aufgabe, ohne zusätzliche Sensoren und ohne zusätzliche Leitungen zum Windgenerator die momentane Drehzahl des Windgenerators anzuzeigen. Da die Drehzahl über die Schnellläufigkeitszahl ungefähr linear mit der Windgeschwindigkeit zusammenhängt, kann man sich bei zusätzlicher Leistungsmessung einen groben Überblick über die Leistungskurve in Abhängigkeit von Drehzahl und Windgeschwindigkeit machen.

Der Anschluß der Drehzahlanzeige an den Generator muß massiefrei erfolgen, da sonst der Minuspol der Batterie mit einer Phase des Generators kurzgeschlossen wäre, was nur ginge, wenn der Generator in Sternschaltung mit Mittelpunktleiter an Masse plus drei Gleichrichterioden für die drei Phasen (wie in Fig. 13) geschaltet wäre. Um einen Masseanschluß an den Generator überflüssig zu machen ist beim Drehzahlmesser erfindungsgemäß eine symmetrische Eingangsstufe vorgeschaltet, deren zwei Eingänge an zwei Phasen des Generators angeschlossen werden.

Die Aufgabe, ohne zusätzliche Sensoren und Leitungen auszukommen, wird dadurch gelöst, daß die vom Synchrongenerator abgegebene Wechselstromfrequenz vor der Gleichrichtung angezapft und in eine der Frequenz proportionale Spannung bzw. Strom für ein Drehspulinstrument umgewandelt wird. Die Hauptbestandteile der Erfindung umfassen einen monostabilen Multivibrator um IC2 herum, einen Nadelimpulsformer mit C6 und IC1a zur Ansteuerung des monostabilen Multivibrators mit Nadelimpulsen, einen Schwellwertschalter mit IC1b zur Erzeugung einer Rechteckspannung für den Nadelimpulsformer, und aus einem symmetrischen Eingang um IC1c und IC1d herum.

Symmetrischer Eingang um IC1c und IC1d: IC1c und IC1d sind Spannungsfolger mit Verstärkungsfaktor gleich eins. Wichtig dabei ist, daß die Eingangsstufen nicht übersteuert werden, da sonst IC2 mehrfach triggert und ein zu hoher Wert der Drehzahl angezeigt wird. Deshalb dienen R1 und R3 beziehungsweise R2 und R4 als Spannungsteiler. C1 und C2 sperren Gleichspannung, aber lassen tieffrequente Wechselströme ab 0,5 Hertz durch. Höhere Frequenzen über 100 Hertz werden unterdrückt durch C3 und C4, da Störfrequenzen, zum Beispiel die Pulsweitenmodulationsfrequenz von der Ladebegrenzung (mit z. B. 1 kHz) stören könnten. Die Dioden D1, D2, D3, D4 klemmen die Eingangsspannung auf positive bzw negative Betriebsspannung von IC1, um die Eingänge von IC1d und IC1c vor Überspannung zu schützen. R5 und R6 halbieren die Betriebsspannung, (C5 dient als Siebkondensator), und über R3 und R4 werden die Eingänge von IC1d und IC1c mit der halben Betriebsspannung vorgespannt.

Am Ausgang von IC1d und IC1c steht dann also Gleichspannung in halber Betriebsspannungshöhe (mit Betriebsspannung ist die Ausgangsspannung des Spannungsreglers IC3 gemeint) plus einer Wechselspannung, die an den Ausgängen (IC1 Pin8 und 14) gleich hoch, aber phasenverschoben ist. Das Signal an IC1 Pin14 und 8 wird nun mittels IC1b zu einem einzigen Signal zusammengeführt und gleichzeitig in ein Rechtecksignal verwandelt. Dazu wird das Signal von IC1d (Pin14) dem positiven Eingang (Pin5) von IC1b über R7 und das Signal von IC1c (Pin8) über den Spannungsteiler R9 und

R10 an den negativen Eingang (Pin6) des Operationsverstärkers IC1b geführt. Durch eine Mitkopplung mit R8 vom Ausgang des IC1b (Pin7) zum nichtinvertierenden Eingang (Pin5) wird das Schwellwertschalterverhalten eingestellt. Zur Erzielung einer optimalen Gleichtaktunterdrückung ist es wichtig, daß  $R8/R7 = R10/R9$  sind. Trotzdem ist die Funktion auch bei einer anderen Anordnung oder bei einem anderen Verhältnis gewährleistet, solange R8 größer  $100 \times R7$  ist, dann kann  $R9 = 0$  Ohm und  $R10 = \text{unendlich Ohm}$  sein. Nun wird das rechteckförmige Ausgangssignal von IC1b differenziert, und zwar mit C6 und R11 parallel zu R13. Es ist eine Impulsdauer am Ausgang von IC1a von  $1 \mu\text{s}$  bis  $100 \mu\text{s}$  anzustreben. Die Impulsdauer muß unterhalb der Periodendauer der Frequenz des Windgenerators liegen. Da die Frequenz des Windgenerators meist gering ist (unter 200 Hz), kann die Impulsdauer verhältnismäßig lange gewählt werden. IC1a verstärkt, als Komparator geschaltet, das differenzierte Rechtecksignal zu einem Rechteck-Impuls, mit dem der monostabile Multivibrator (IC2) angesteuert wird. Wenn das Ausgangs-Ruhepotential von IC1a (Pin1) positiv sein soll mit negativen Impulsen (wie das Beispiel-IC "555" sie benötigen würde), muß der nichtinvertierende Eingang von IC1a positiver vorgespannt sein als der invertierende Eingang. Umgekehrt, wenn ein negatives Ruhepotential mit positiven Impulsen für den monostabilen Multivibrator benötigt werden, müßte der invertierende Eingang von IC1a positiver vorgespannt sein als der nichtinvertierende Eingang. C7, der Kondensator am nichtinvertierenden Eingang, hält Störimpulse fern, kann aber unter Umständen entfallen. Die Gleichspannungsvoreinstellung der Eingänge geschieht durch die beiden Spannungsteiler, R11 und R13, und R12 und R14.

Der folgende Schaltungsteil, der monostabile Multivibrator um IC2, verwandelt im Prinzip die Eingangsimpulse in längerdauernde Ausgangsimpulse, die aber konstante Dauer und Höhe haben. Dadurch steigt der Mittelwert der Ausgangsspannung proportional zur Eingangsfrequenz an. Diese pulsierende Ausgangsspannung wird mit Spannungsteilern und Kondensatoren geglättet und an das Drehspulinstrument M1 bzw. an den Ausgang Klemme 6 für einen Meßschreiber gegeben, der dann die Drehzahl in Abhängigkeit von der Zeit oder einer anderen Größe aufschreibt oder plottet. R17 und R21 am Ausgang von IC2 sind der einstellbare Vorwiderstand für das Strommeßgerät M1, das vorzugsweise ein Drehspulinstrument mit linearer Skala sein sollte, damit die Drehzahl linear abgelesen werden kann. C10 glättet den pulsierenden Strom, wobei eine kleine Zeitkonstante von zum Beispiel 0,2 Sekunden ausreicht, da das Drehspulinstrument in der Regel von selber sehr träge reagieren wird. Anders ist das beim Meßschreiberausgang, hier sollte die Zeitkonstante höher liegen, etwa bei 0,5 bis 2 Sekunden, da der Meßschreiberstift jeder Spannungswelligkeit, insbesondere bei niedrigen Frequenzen, also Drehzahlen kleiner als 300 Upm, folgt. C11 ist der Glättungskondensator für den Meßschreiberausgang (K1.6) und wirkt zusammen mit dem Spannungsteiler R18, R22 und R19. Mit R22 kann man die Ausgangsspannung fein abgleichen. Der Grobgleich der Ausgangsspannung wird über den Abgleich der Impulslänge mit R20 und C9 durchgeführt. Die Impulslänge muß kleiner sein als die minimale Periodendauer der Windgeneratorfrequenz. R16 schützt den IC2-internen Entladetransistor vor zu hohen Stromspitzen. Näheres über die Funktionsweise des 555-IC's kann man aus einem Datenbuch der Firma Raytheon erfahren. C8 ent-

koppelt die IC2-interne Referenzspannung vor Spannungsspitzen. R15 erhöht den maximalen Ausgangsspannungshub von IC2. In diesem Zusammenhang möchte ich noch darauf hinweisen, daß der Ausgangsspannungshub von IC's des Typs "555" und der der C-MOS-Version "7555" unterschiedlich sind, so daß bei einem Austausch ein erneuter Abgleich notwendig wird. Außerdem haben die IC's vom Typ "555" oder "7555" durch die IC-internen Kollektor-Emitter -Restspannungen auch im Ruhezustand, bei stehendem Windgenerator, eine geringfügige Ausgangsspannung, die das Meßergebnis verfälschen kann. Es gibt dazu folgende Möglichkeiten der Abhilfe: Beim Drehspulinstrument M1 kann mechanisch der Nullpunkt korrigiert werden, beim Meßschreiber ist sicherlich auch ein Knopf zur Nullpunktkorrektur vorhanden. Hat man allerdings diese Möglichkeiten der Korrektur nicht, kann man auch elektrisch kompensieren, durch einen Spannungsteiler zwischen Betriebsspannung und Masse zum Beispiel, dessen minusseitiges Trimpotentiometer eine Spannung zur Verfügung stellt, die gleich der Restspannung des IC2 ist. Die Meßgeräte werden dann zwischen den beiden gleich hohen Spannungen angeschlossen, und der Nullpunktfehler so vermieden. Außerdem wäre noch ein Operationsverstärker als Ausgangsstufe denkbar, der gleichzeitig Nullpunktkorrektur und Glättung übernehmen könnte.

Fig. 13 Regelschaltung für fremderregten Windgenerator (Typ: Autolichtmaschine)

In der Schaltung Fig. 13 wurde beispielhaft eine Drehstrom-Lichtmaschine mit ihren drei Phasen U, V, W in Sternschaltung mit Sternpunkt Mp eingezeichnet. Der positive Anschluß der Erregerwicklung ist J, während der negative K ist. T1 und die Schaltung um IC1b herum ist die gewöhnliche Regelung, wie sie zum Beispiel in Kfz eingesetzt wird. Die Dioden D4, D5, D6 richten den Drehstrom gleich und laden damit die Batterie bzw. versorgen angeschlossene Verbraucher. D1, D2 und D3 richten ebenfalls den Drehstrom gleich, versorgen damit aber die Regelschaltung und die Erregerwicklung mit Strom. Damit nach einem Stillstand des (Wind-) Generators bzw. bei abgeschaltetem Erregerstrom Strom für die Regelschaltung da ist, versorgt D11 die Regelschaltung aus der Batterie mit Strom.

Damit kein Erregerstrom fließt, wenn der Windgenerator stillsteht oder so langsam läuft, daß er seinen eigenen Erregerstrom nicht selbst aufbringen kann, muß der Erregerstrom unterhalb der wirtschaftlichen Drehzahlen abgeschaltet werden. In alternativer Literatur ist dazu ein Winddruckschalter beschrieben, der im einfachsten Fall aus einer Metallplatte besteht, die senkrecht zur Windrichtung steht und bei höheren Windgeschwindigkeiten einen Kontakt schließt, der dann den Erregerstrom fließen läßt. Die Nachteile dieses Verfahrens sind seine Ungenauigkeit und die Geräusentwicklung der anschlagenden Metallplatte, vor allem bei böigem Wind. Außerdem sind Drehzahl und Windgeschwindigkeit bei böigem Wind zeitlich nicht gleichlaufend, weil der Windgenerator aufgrund seiner Massenträgheit verspätet hochläuft.

Die Erfindung löst das Problem auf elegante Weise. Es wird mit Hilfe des Drehzahlmessers die Drehzahl bestimmt. Die der Drehzahl proportionale Ausgangsspannung des Drehzahlmessers (Fig. 12) wird mit einem Schwellwertschalter (IC1a) mit einer Referenzspannung (D10) verglichen. Das Ausgangssignal des Schwellwert-

schalters ist bei zu niedriger Drehzahl High, bei genügend hoher Drehzahl Low. Damit wird über R3 und Z-Diode D9 die Basis eines Schalttransistors (T2) angesteuert, der den Basisstrom für T1 wegnimmt, wenn die Drehzahl zu niedrig ist (IC1a PIN1 = High), Damit geht der Erregerstrom dann auf null zurück, weil T1 nicht mehr leitet.

Die drehzahlproportionale Ausgangsspannung des Drehzahlmessers wird gut gesiebt (C1) dem invertierenden Eingang eines Komparators oder Operationsverstärkers zugeführt (IC1a). Dieser Komparator vergleicht diese Spannung mit der Spannung am nichtinvertierenden Eingang (PIN3), die eingestellt wird mit dem Spannungsteiler R6, R7, R8, der seine Referenzspannung von D10 erhält. Mit R7 kann die Erregerstromschaltung exakt eingestellt werden. Da der Windgenerator zunächst leerläuft, beim Einschalten des Erregerstroms aber belastet wird und deshalb abbremst, ist eine Hysterese im Schaltverhalten erforderlich. Diese Hysterese wird mit einer Mitkopplung zwischen Ausgang und nichtinvertierendem Eingang von IC1a mit R5 und R4 erreicht, die mit R4 einstellbar ist.

Noch ein Wort zur Drehzahlanzeige: Ihre Funktion ist bei ausreichender Eingangsempfindlichkeit sichergestellt, da der Restmagnetismus im Läufer eine genügend hohe unbelastete Ausgangsspannung zur Verfügung stellt. Falls die durch den Restmagnetismus erzeugte Ausgangsspannung für eine Ansteuerung der Drehzahlanzeige nicht ausreicht, (Fig. 12), muß das Eingangsspannungsteilerverhältnis von R1 : R3 und R2 : R4 erniedrigt werden und eventuell zusätzlich eine Spannungsverstärkung der IC1d und IC1c mit einer Gegenkopplung mit 3-4 Widerständen eingeführt werden.

Und noch ein Wort zum Generator: Da Windräder kleinere Drehzahlen haben als Verbrennungsmotoren, muß im Generator entsprechend die Windungszahl erhöht werden, oder es ist zwischen Windrad und Generator ein Getriebe einzubauen.

#### Patentansprüche

Die Erfindung umfaßt Schaltungen zur Erzeugung und Speicherung elektrischer Energie mit Hilfe von Akkumulatoren, Solar-, Wind-, und anders angetriebenen Generatoren.

1. Anspruch: Zusammenschaltung von Generatoren, insbesondere Solar- und Windgeneratoren zur gemeinsamen Energieverarbeitung, gekennzeichnet dadurch, daß der Gleichstrom erzeugende Generator (Solarzellen zum Beispiel) durch ein oder mehrere Dioden D7 entkoppelt und vor Rückstrom geschützt werden, während der durch Drehen eines Wechsel- oder Drehstromgenerators erzeugte Strom über einen Gleichrichter D1-D6 (Drehstrom- oder Wechselstromgleichrichter) an den Knotenpunkt angeschlossen wird (siehe Fig. 1).

2. Anspruch: Eine Parallelregelung mit einem veränderlichen Shunt aus T1, R1, C1 und D8, gekennzeichnet dadurch, daß T1 und R1 hintereinander liegen, aber parallel zum Knotenpunkt mit den Energieerzeugern liegen und so von einer Elektronik pulsweitenmoduliert oder analog angesteuert werden, daß sie den Energielieferanten Strom entziehen, wenn die Batterie droht überladen zu werden. Weiterhin liegt C1 parallel zum Knotenpunkt, der als Energiespeicher dient, um die Spannungen auf den Leitungen vor Wechselspannungen der PWM zu säubern (Fig. 1). Weiterhin liegen Über-



spannungsschutzbauteile zwischen Drain und Source (bzw. Kollektor und Emitter) von T1, die eine Zerstörung von T1 durch Spannungsspitzen beim Abschalten verhindern, ausgeführt mit einem RC-Glied, wobei R ein induktionsarmer Widerstand mit gleichem Wert wie R1 ist, aber niedriger Belastbarkeit, und/oder mit anderen Überspannungsschutzbauteilen parallel dazu, wie Transil-Dioden oder VDR-Widerständen.

3. Anspruch: Elektronik für Strom- und Spannungsbegrenzung mit Pulsweitenmodulation, bestehend aus einem Dreieckoszillator (OP4), einem Pulsweitenmodulator (OP3), einer Strombegrenzung mit Strommeßwiderstand (OP2) einer Spannungsbegrenzung (OP1) und einer analogen Oder-Schaltung mit D3, D4, R22 (Fig. 3), gekennzeichnet dadurch, daß sowohl ein zu großer Ladestrom als auch eine zu hohe Ladespannung zu einem pulsweitenmoduliertem Ausgangssignal führen, dessen "ein-" Zeit zunimmt, so daß mehr Strom über R1 und T1 (Fig. 1) abfließt.

4. Anspruch: Schaltungen nach dem Oberbegriff, gekennzeichnet dadurch, daß die Kleinleistungselektronik-Platinen, die die Batteriespannung "sehen", über zwei zusätzliche "Sensing"-Leitungen (L2, L3) direkt an die Batterieklemmen angeschlossen werden, damit der Spannungsabfall auf den Hochstromleitungen (L1, L4) nicht zur Verfälschung der zu messenden und zu regelnden Spannungen (Ladeschlußspannung, Abschaltspannung, Wiedereinschaltspannung) führt (Fig. 5).

5. Anspruch: Einführung einer Temperaturabhängigkeit der Ladeschlußspannung entsprechend den Bedürfnissen der Akkumulatoren, erfindungsmäßig gelöst dadurch, daß die Referenzspannung für die Ladeschlußspannungsbegrenzungsstufe einen entsprechenden Temperaturgang aufweist, der durch vier verschiedene Schaltungen nach Fig. 6a—d erzeugt wird, wobei Heiß- oder Kaltleiter mit vorzugsweise linearem Temperaturgang verwendet werden, die die Temperatur der Batterien messen, indem sie deren Umgebungstemperatur ausgesetzt sind oder direkt an der Batterie wärmeleitfähig befestigt sind. Die Widerstandsänderung der temperaturabhängigen Widerstände werden nach einer der vier Methoden ausgewertet und daraus die Referenzspannung mit dem richtigen (negativen) Temperaturkoeffizienten erzeugt, wie nachfolgend in den Patentansprüchen 5a—d beschrieben.

Anspruch 5a: Schaltung zur Erzeugung einer temperaturabhängigen Referenzspannung, gekennzeichnet dadurch, daß ein PTC-Widerstand (R3) in der Gegenkopplung zwischen invertierendem Eingang und Masse eines Operationsverstärkers liegt, der die Referenzspannung (D1) verstärkt (Fig. 6a).

Anspruch 5b: Schaltung zur Erzeugung einer temperaturabhängigen Referenzspannung, gekennzeichnet dadurch, daß ein PTC-Widerstand (R6) im oberen Teil eines passiven Spannungsteilers angeschlossen ist, der an der Referenzspannung (D1) hängt (Fig. 6b).

Anspruch 5c: Schaltung zur Erzeugung einer temperaturabhängigen Referenzspannung, gekennzeichnet dadurch, daß ein NTC-Widerstand (R12) in der Gegenkopplung zwischen OP-Ausgang und invertierendem Eingang eines Operationsverstärkers liegt, der die Referenzspannung (D1) verstärkt.

Anspruch 5d: Schaltung zur Erzeugung einer tem-

peraturabhängigen Referenzspannung, gekennzeichnet dadurch, daß ein NTC-Widerstand (R15) im unteren Teil eines passiven Spannungsteilers liegt, der an der Referenzspannung (D1) angeschlossen ist (Fig. 6d).

6. Anspruch: Vier Schaltungen nach Anspruch 5a—d, jedoch mit dem Unterschied, daß die Ausgangsspannungen keinen negativen, sondern einen positiven Temperaturkoeffizienten haben, gekennzeichnet dadurch, daß die NTC-Widerstände R12 und R15 gegen PTC-Widerstände und die PTC-Widerstände R3 und R6 gegen NTC-Widerstände ausgetauscht sind.

7. Anspruch: Verpolschutz und Schutz vor transienten Überspannungen und Spannungsstabilisierung zum Betrieb von Elektronikschaltungen gemäß der Erfindung an Batteriespannungen, die 12 V überschreiten, dadurch gekennzeichnet, daß

a) der Verpolschutz durch eine Diode (D2) in Durchlaßrichtung bei richtig gepoltem Betrieb übernommen wird, die das vorderste Bauteil ist, an das die Betriebsspannung kommt, und bei einem Versagen von D2 (hoher Sperrstrom) die Transil-Diode D5 in Durchlaßrichtung die maximale negative Spannung auf 0,7 V begrenzt (Fig. 7).

b) der Schutz vor (transienten) Überspannungen durch die Transil-Diode D5 parallel zum Eingang in Sperrichtung angeordnet ist, während dauerhafte Überspannungen durch eine hohe Kollektor-Emitter-Spannung von T1 anliegen können und der Eingang von IC1a (Spannungsdetektor) aus einer Kombination aus D1 (Diode) und D4 (Z-Diode oder Transil-Diode über der stabilisierten Versorgungsspannung, mit einer höheren Z-Spannung als diese) geschützt wird (Fig. 7).

c) die Spannungsstabilisierung aus Vorwiderstand R21 und Z-Diode D3, Basiswiderstand gegen Schwingneigung R22, (Darlington-) Transistor T1 und Strombegrenzungswiderstand R20 sowie Abblockkondensatoren C8, C9, C10 besteht, (Fig. 7), die die Batteriespannung auf eine für die (Halbleiter-) Bauelemente ungefährliche Spannung herunterholen.

8. Anspruch: Erfindung einer Lastabschaltung, in der ein Power-MOS-FET (T1) als Schaltelement dient, der von einem Schwellwertschalter (IC1) angesteuert wird, gekennzeichnet dadurch, daß eine elektronische Überstromsicherung mit R2, T2, R5, V1, S1 und weiteren Hilfsbauelementen, den Schalttransistor T1 schlagartig und speichernd sperrt, wenn der maximale Strom überschritten wird (der mit R2 festgelegt wird), und die Abschaltung mit S1 zurückgesetzt werden kann. (Fig. 9).

9. Anspruch: Erfindung einer Lastabschaltung mit bistabilem Relais mit zwei Wicklungen, gekennzeichnet dadurch, daß das Relais pro Wicklung mit einer eigenen Schwellwertschalterstufe (OP1 oder OP2), Impulsabtrennstufe (C3 oder C4) und Schaltverstärkerstufe im C-Betrieb (T1 oder T2), bei der kein Ruhestrom fließt, angesteuert wird, so daß Abschaltspannung und Wiedereinschaltspannung getrennt mit R4 bzw. R3 eingestellt werden können. (Fig. 10).

10. Anspruch: Drehzahlmesser mit analoger Ausgangsspannung bzw. -Strom, bestehend aus einem monostabilen Multivibrator (IC2), der von einem

Nadelimpulsgenerator (IC1a, C6) angesteuert wird, der wiederum von einem Schwellwertschalter (IC1b) mit symmetrischem Eingang (IC1c, IC1d) angesteuert wird, gekennzeichnet dadurch, daß den beiden Anschlüssen des symmetrischen Eingangs zwei Phasen des Drehstrom- oder Wechselstromgenerators zugeführt werden können, ohne daß das Massepotential der Drehzahlmesserschaltung an den Generator angeschlossen werden muß (Fig. 12).

11. Anspruch: Drehzahlmesser nach Anspruch 11, jedoch gekennzeichnet dadurch, daß auf symmetrische Eingangsstufe und Schwellwertschalter (IC1b-d) ein Mikroprozessor oder Frequenzzähler folgt, der die Impulse digital zählt und anzeigt.

12. Anspruch: Regelschaltung für fremderregte (Wind-)Generatoren, gekennzeichnet dadurch, daß unter der Verwendung einer Drehzahlanzeige (Fig. 12, Anspruch 10) und einem Schwellwertschalter (IC1a) und einem Schalttransistor (T2) der Strom durch die Erregerwicklung bei unwirtschaftlichen (zu niedrigen) Drehzahlen abgeschaltet wird. (Fig. 13).

Hierzu 12 Seite(n) Zeichnungen

25

30

35

40

45

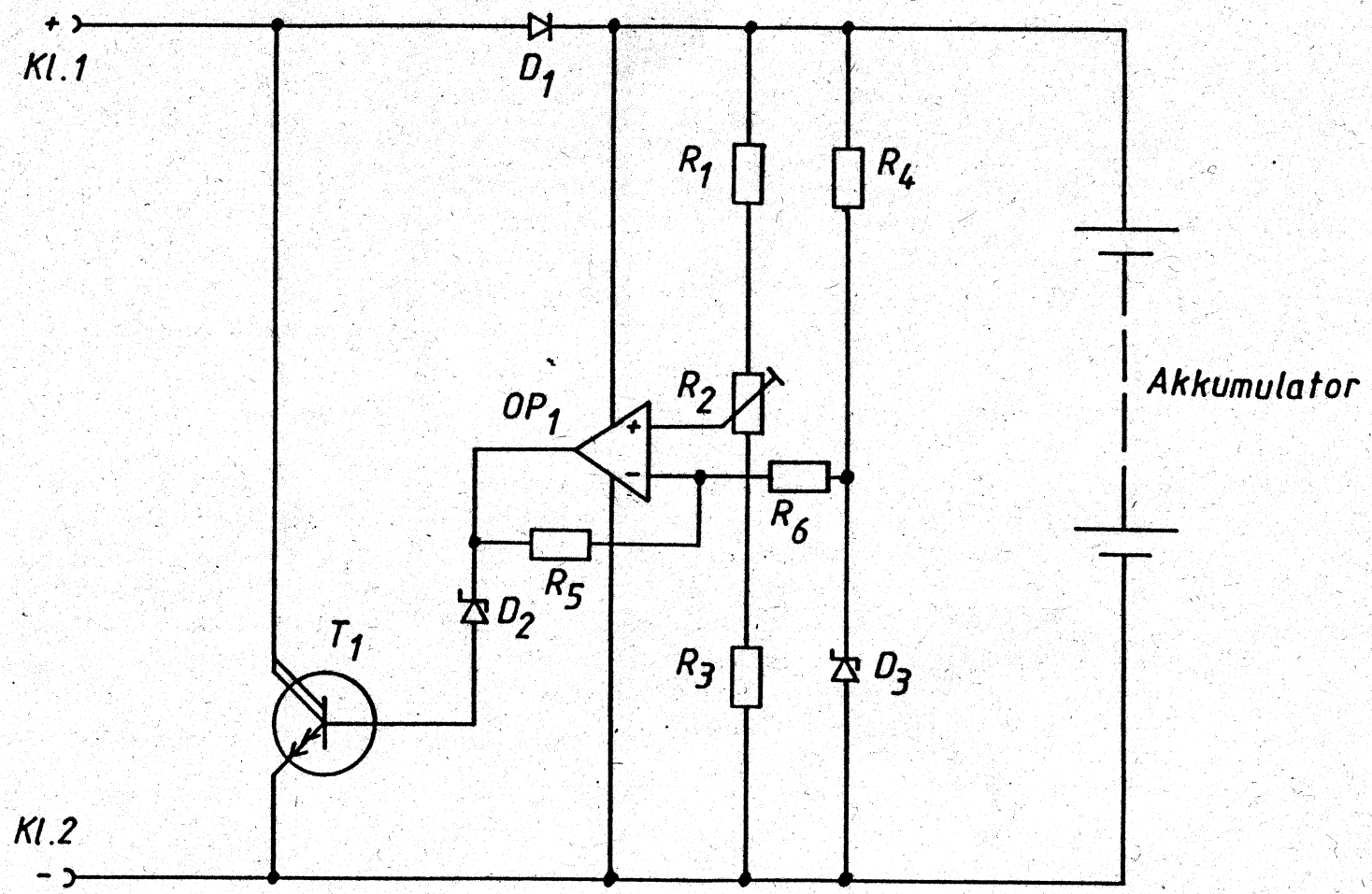
50

55

60

65

Fig. 2 Ladespannungsbegrenzung Stand der Technik (Parallelregler)



Numer: DE 41 28 982 A1  
Int. Cl. 8: H 02 J 1/10  
Offenlegungstag: 4. März 1993

Fig. 3

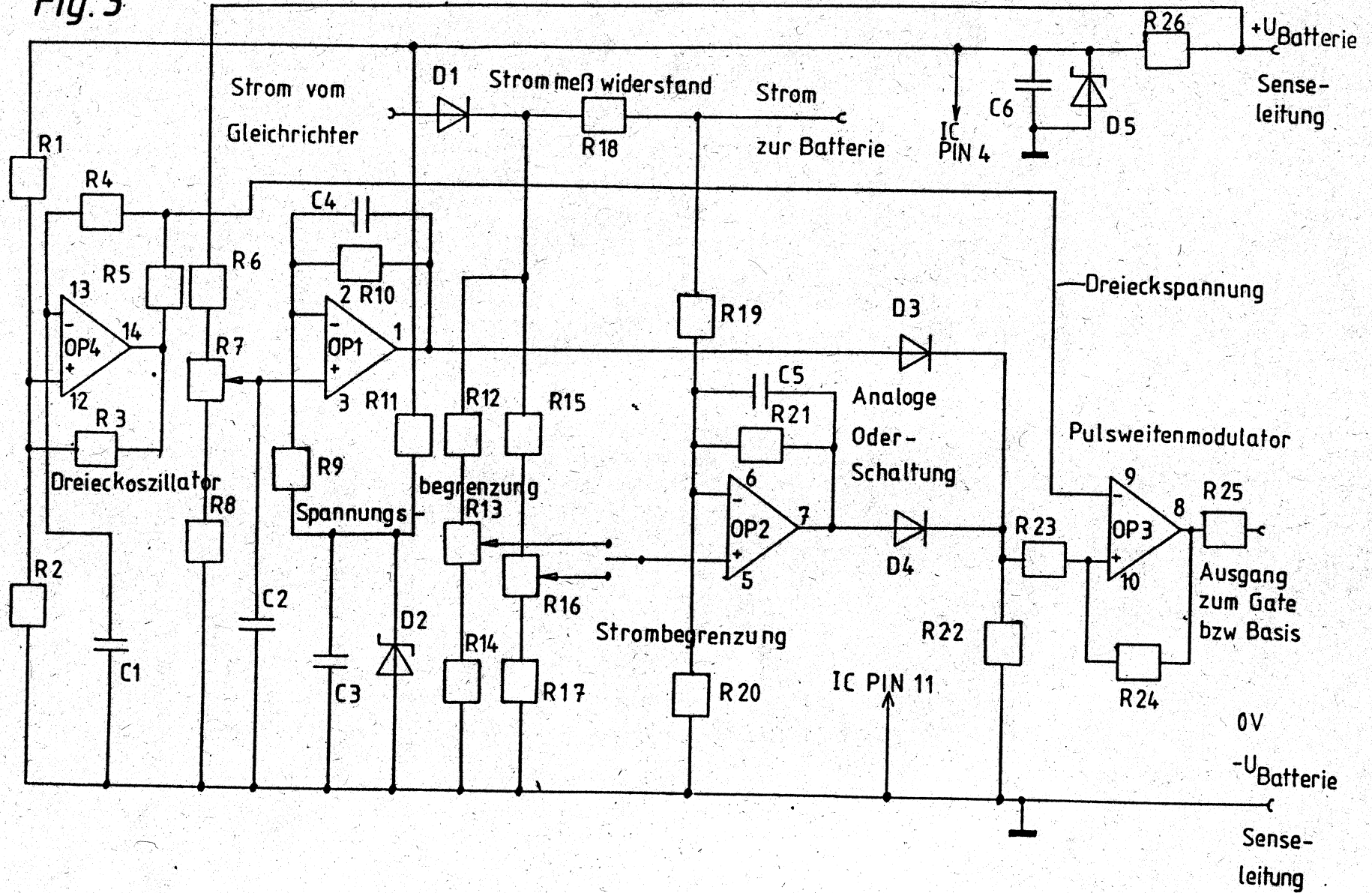


Fig. 4 Temperaturgang der Ladeschlußspannung

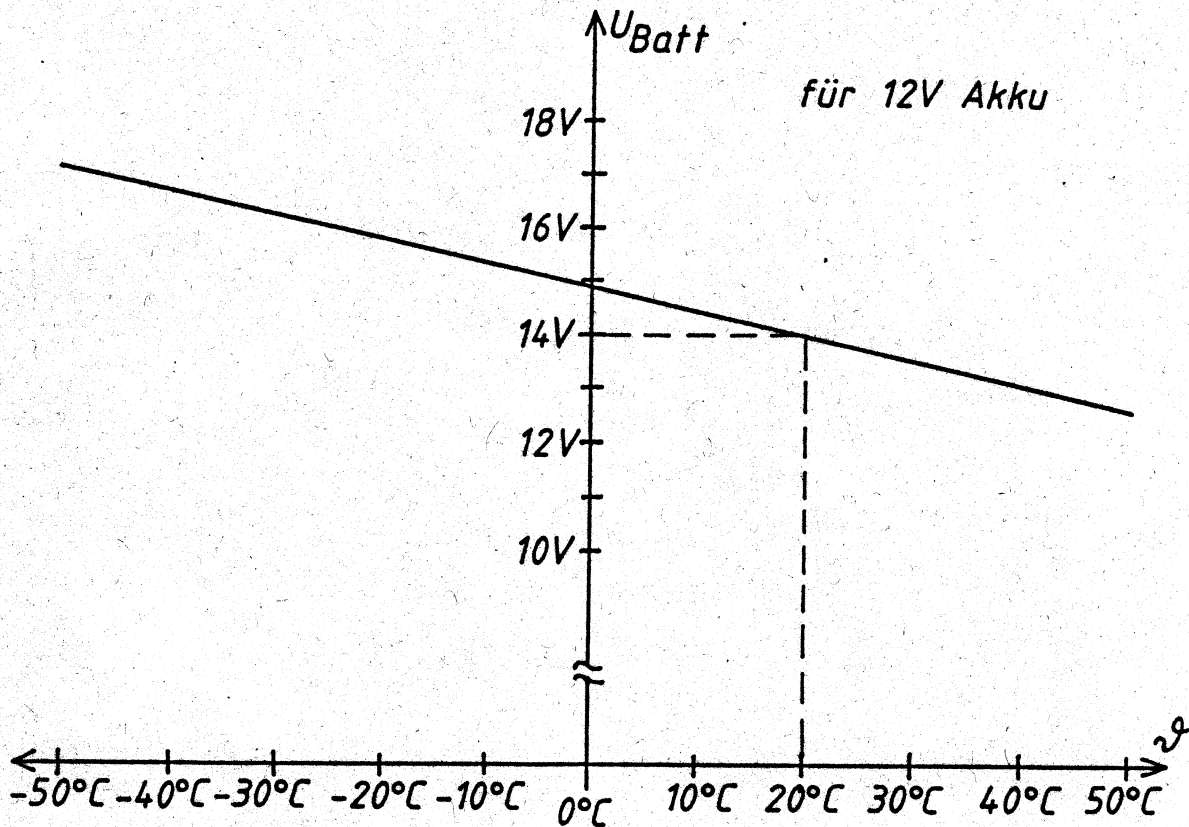


Fig. 5 Sensing - Leitungen

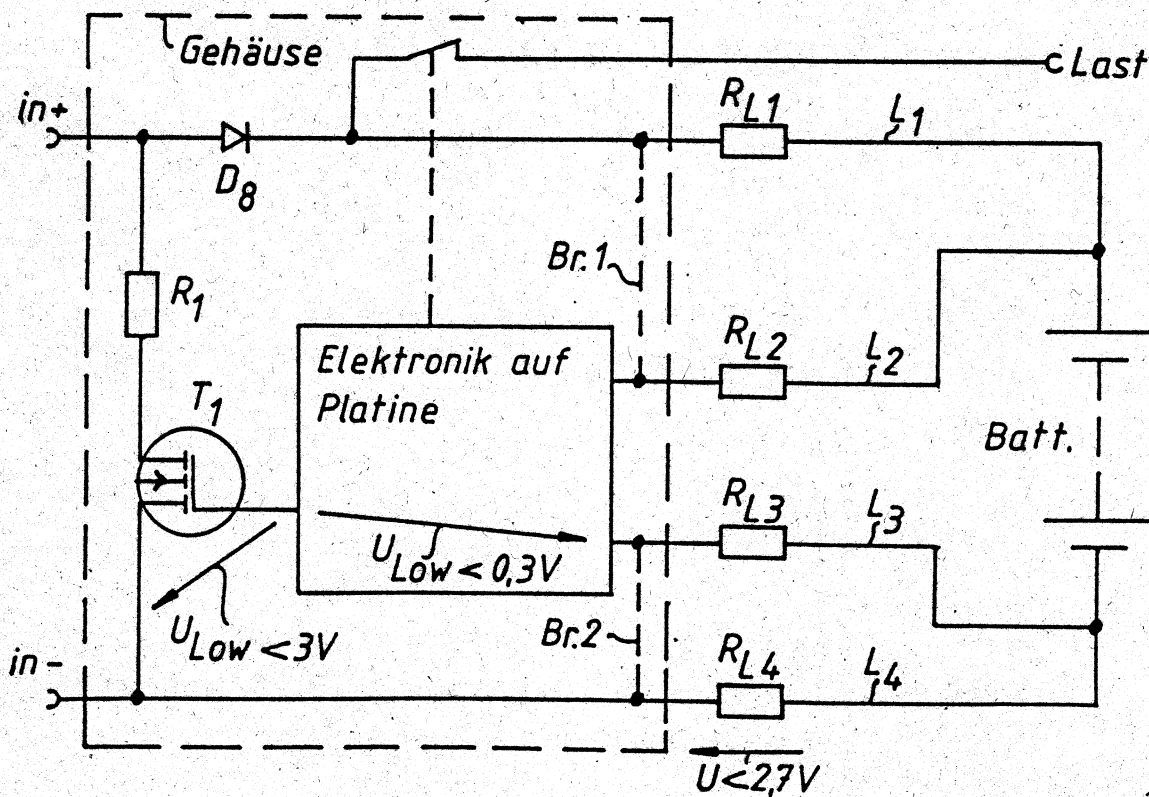
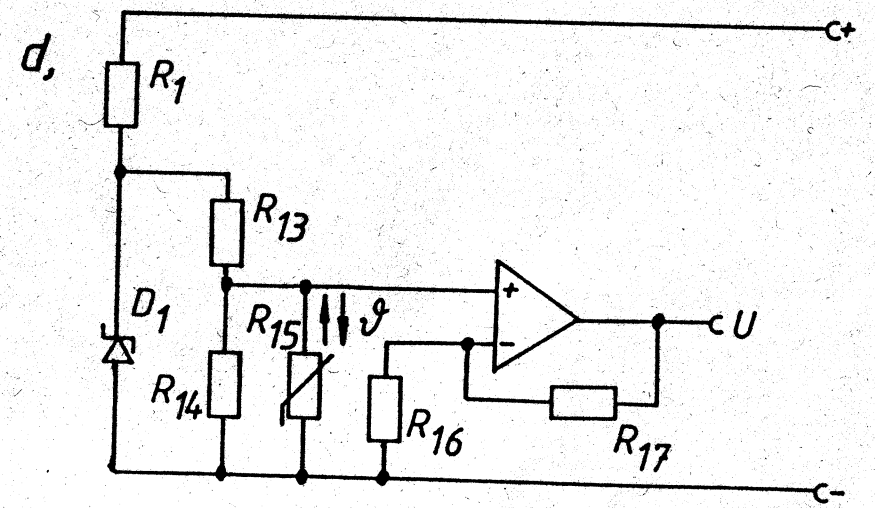
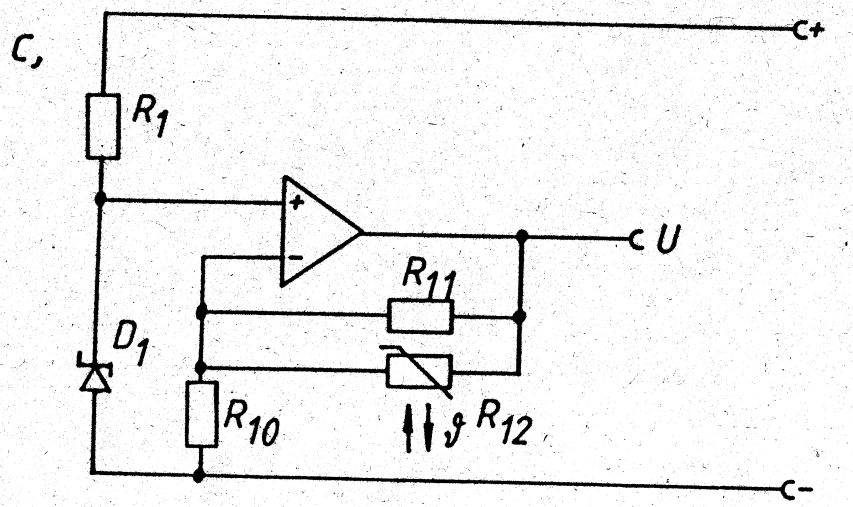
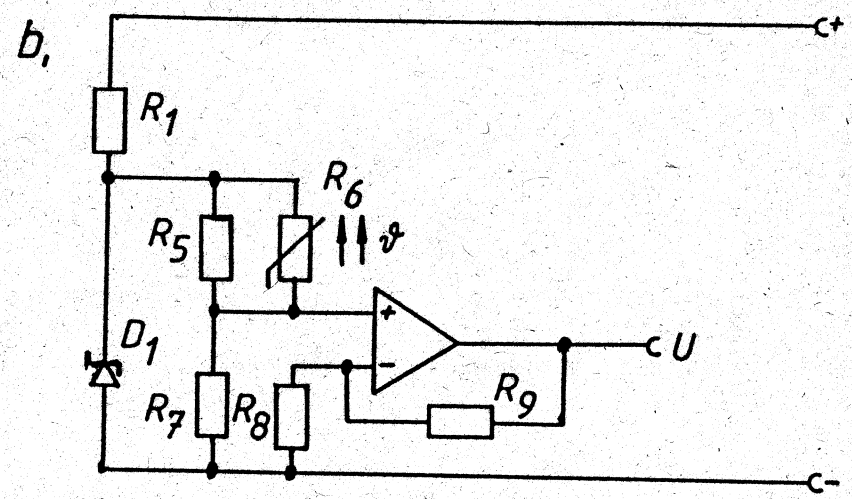
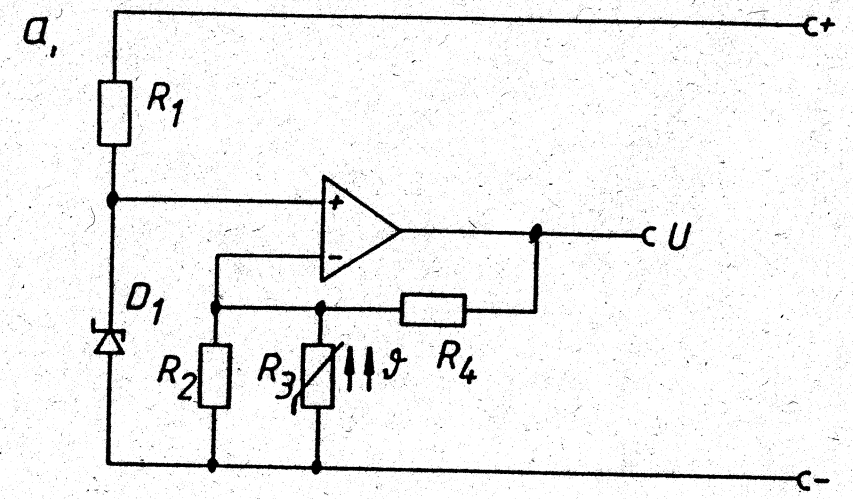


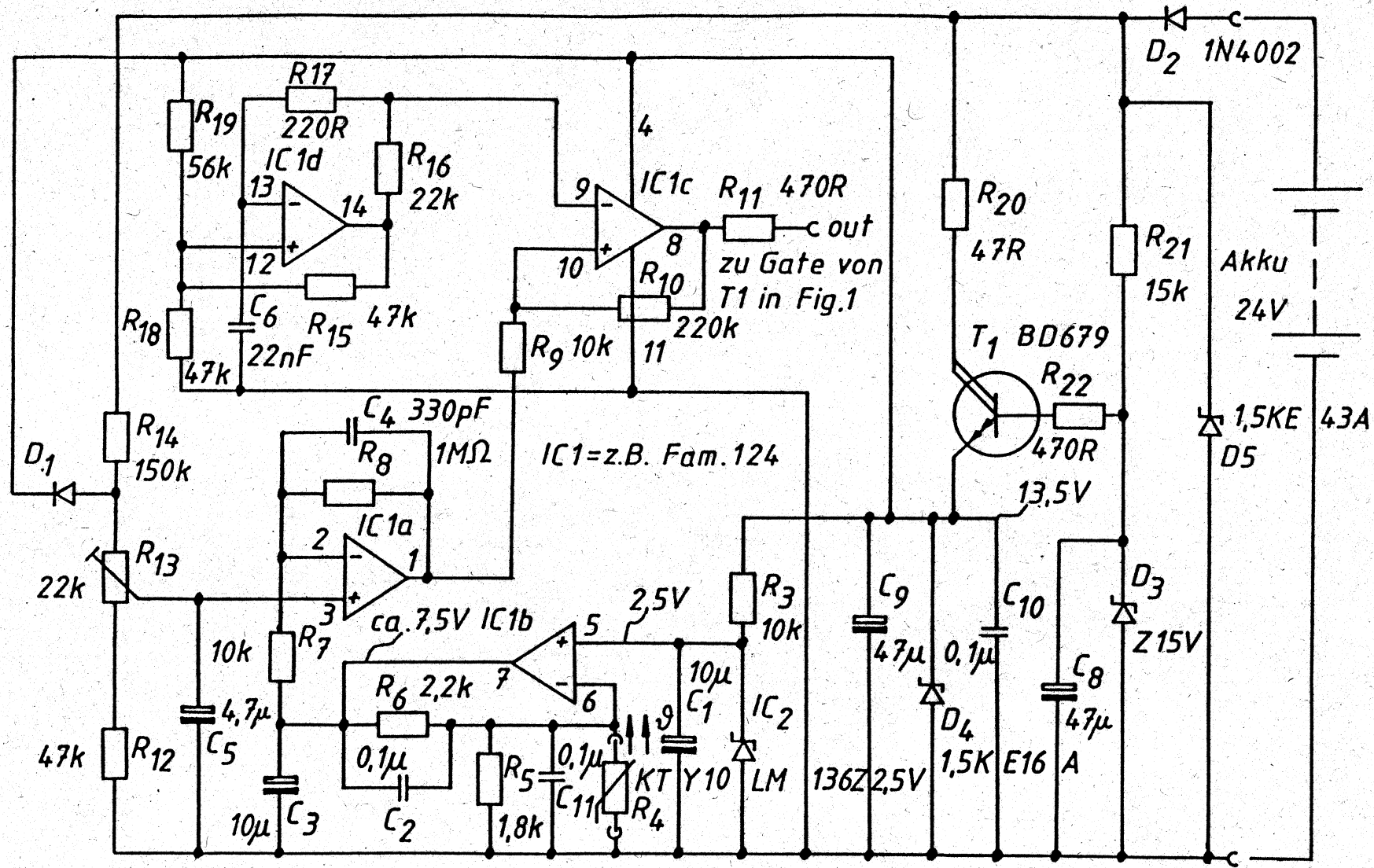
Fig. 6 Temperaturkompensierte Referenzspannung



208 069/368

Numer: DE 41 20 982 A1  
Int. Cl. 5: H 02 J 1/10  
Offenlegungstag: 4. März 1993

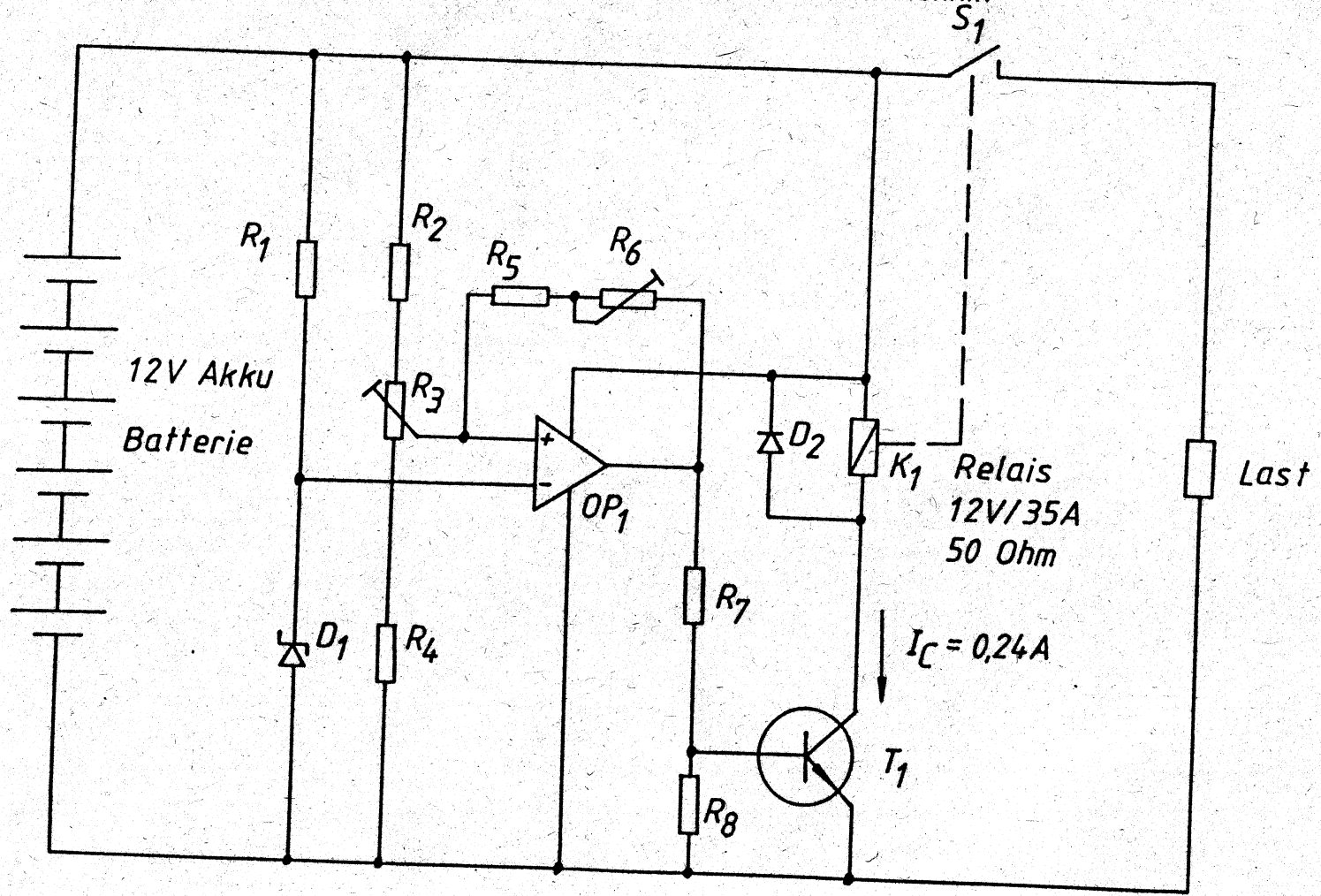
Fig. 7 Temperaturkompensierte Spannungsbegrenzung mit Stromversorgung



Nummer: DE 41 28 982 A1  
 Int. Cl. 5: H 02 J 1/10  
 Offenlegungstag: 4. März 1993

Fig. 8

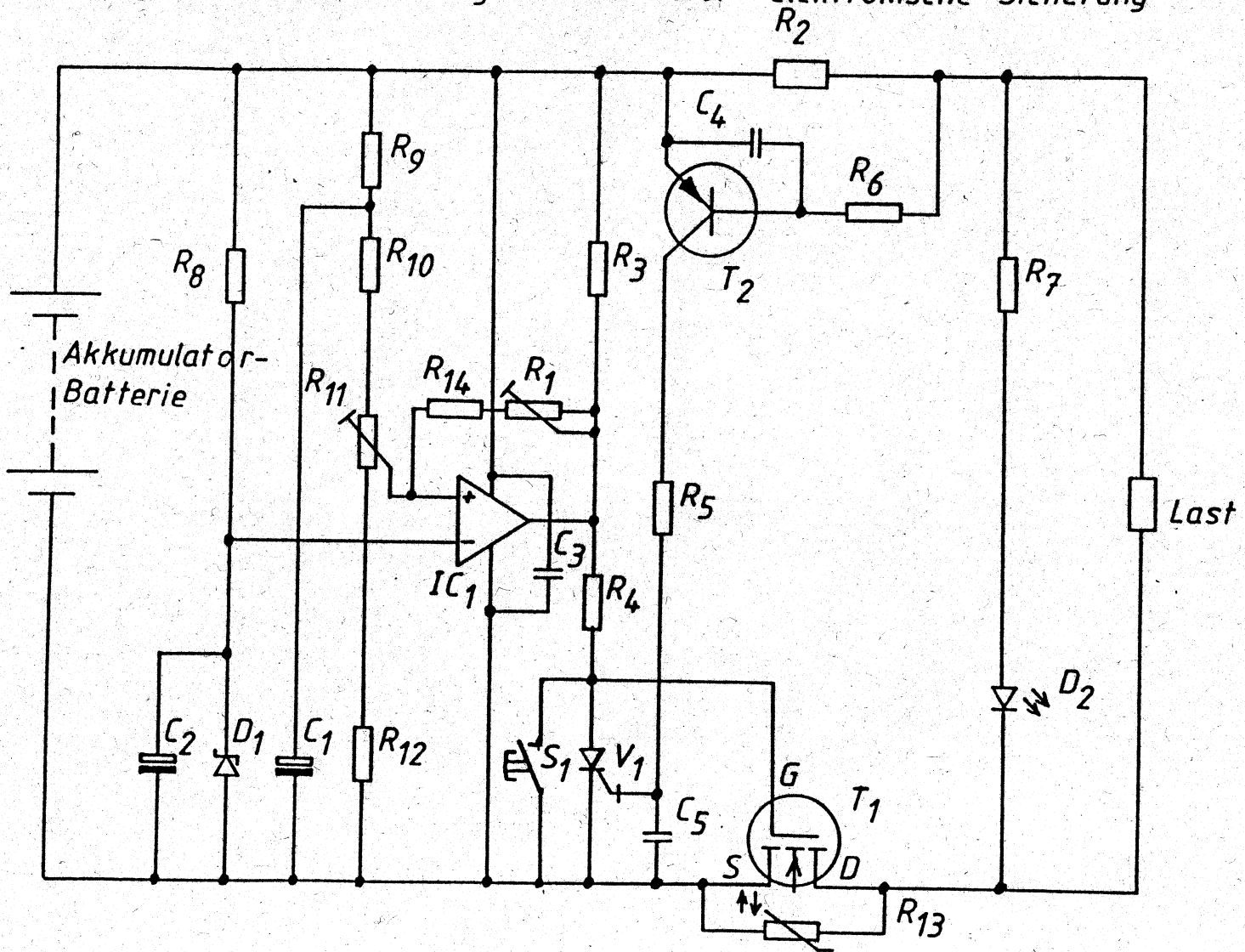
Tiefentladeschutz im Stand der Technik



Numer.: DE 41 28 902 A1  
Int. Cl. 5: H 02 J 1/10  
Offenlegungstag: 4. März 1993

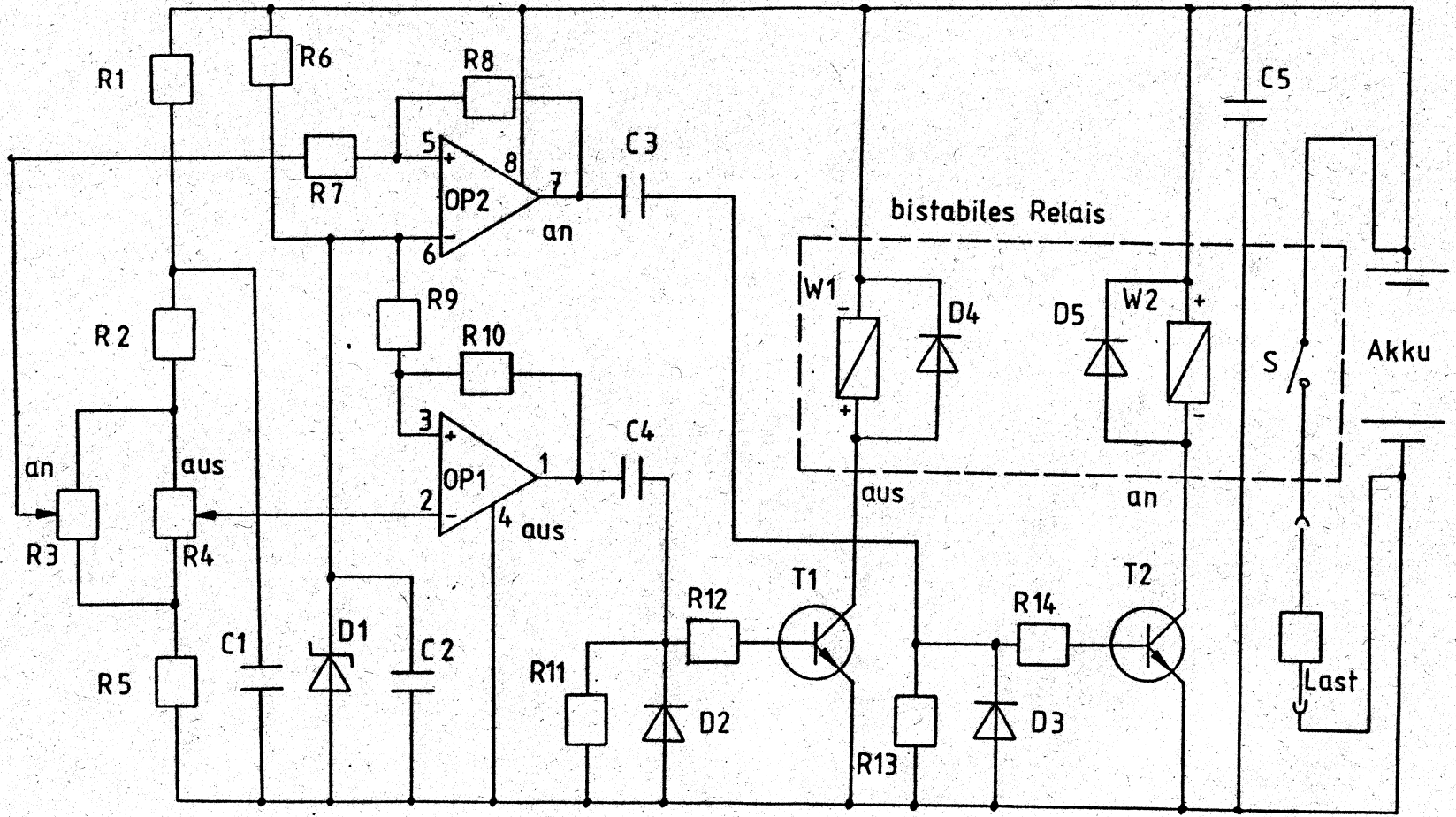


Fig.9 Lastabschaltung mit Transistor - elektronische Sicherung



Numer: DE 41 28 962 A1  
Int. Cl. 5: H 02 J 1/10  
Offenlegungstag: 4. März 1993

Fig. 10



Numer.: DE 41 28 962 A1  
Int. Cl. 5: H 02 J 1/10  
Offenlegungstag: 4. März 1993

Fig. 12

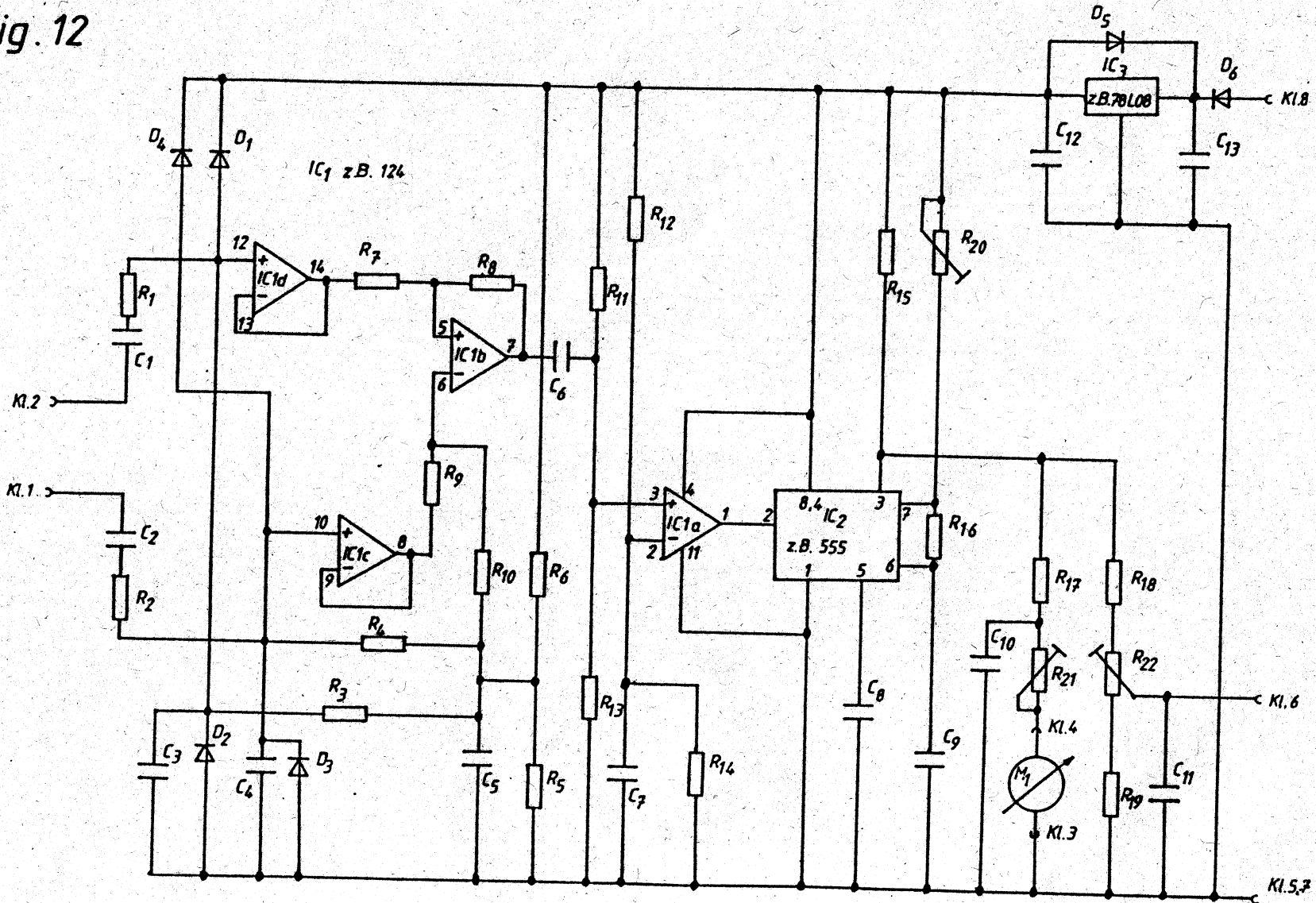


Fig.13 Regelschaltung für fremderregten Windgenerator

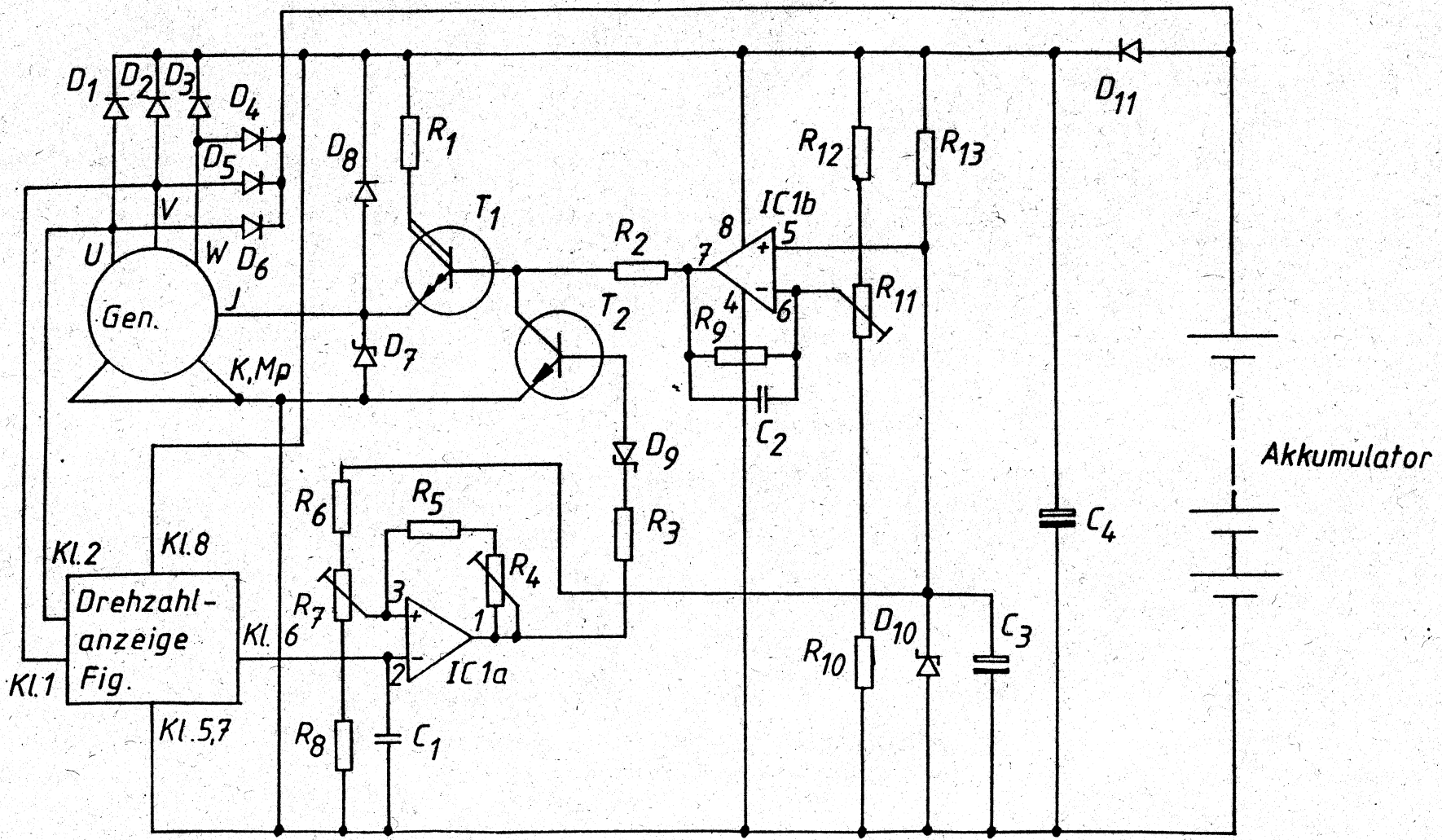
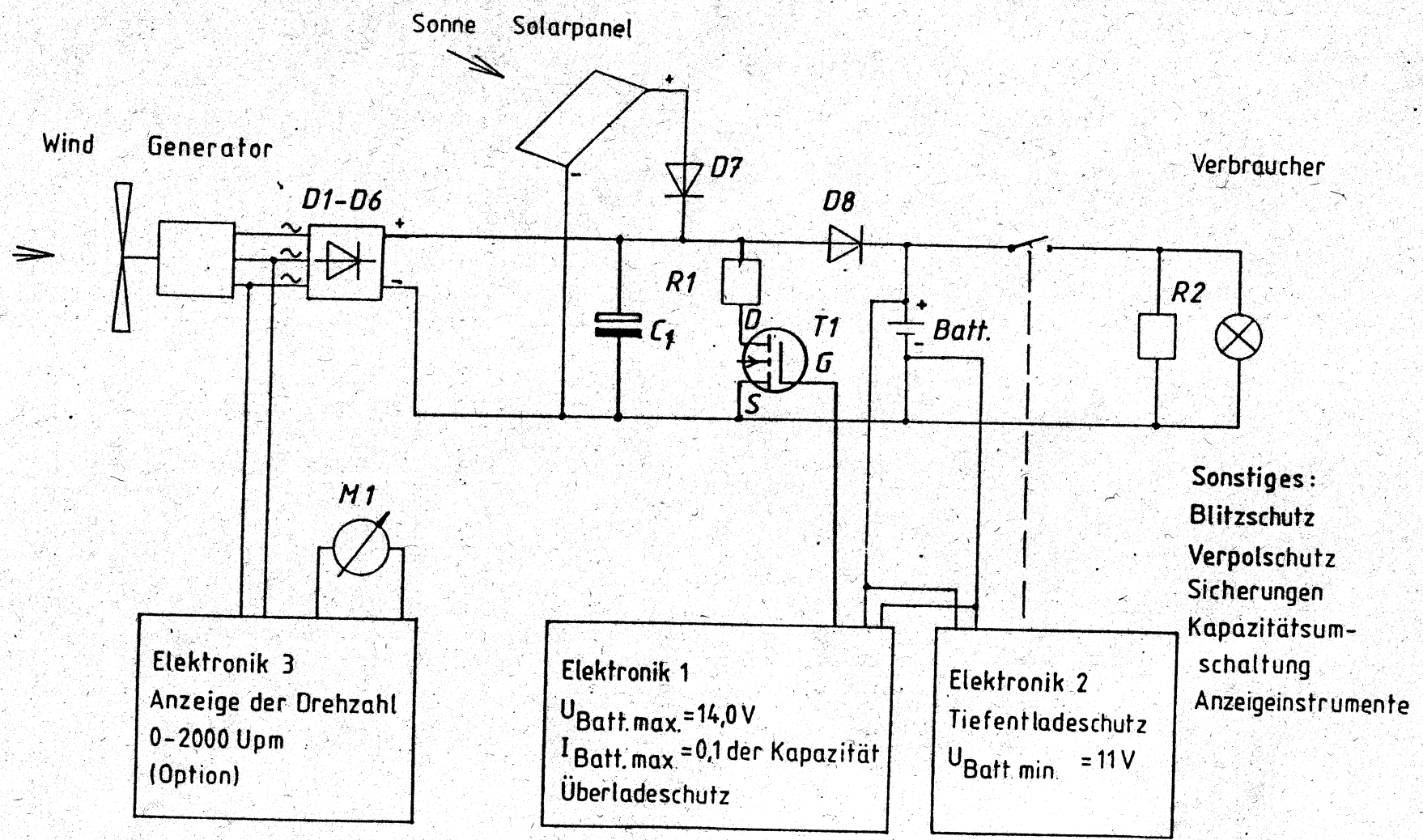


Fig. 1 Übersichtsschaltbild



Elektronik 3  
Anzeige der Drehzahl  
0-2000 Upm  
(Option)

Elektronik 1  
 $U_{Batt. max.} = 14,0V$   
 $I_{Batt. max.} = 0,1$  der Kapazität  
Überladeschutz

Elektronik 2  
Tiefentladeschutz  
 $U_{Batt. min.} = 11V$

Sonstiges:  
Blitzschutz  
Verpolschutz  
Sicherungen  
Kapazitätsum-  
schaltung  
Anzeigeeinstrumente

208 069/368

Nummer: DE 41 28 982 A1  
Inc. Cl. 5: H 02 J 1/10  
Offenlegungstag: 4. März 1993