

Patentansprüche:

1. Überlastschuttschaltung für Schaltnetzteile, mit Überwachung der an den Ausgangsanschlüssen abgegebenen Spannung auf Unterspannung, mit Übertragung des Ansprechsignals über einen Optokoppler zu einem Anschluß, der eine Sperrung des Schaltnetzteils und einen darauffolgenden Langsamanlauf ermöglicht, mit Unterdrückung des Ansprechsignals während eines Anlaufs und mit Speisung der Überlastschuttschaltung aus einer Hilfsspannungsstufe, **gekennzeichnet dadurch**, daß von einem ersten Schaltungspunkt (B) aus eine Z-Diode (ZD) zu dem ersten Ausgangsanschluß (A 1), ein erster Widerstand (R 1) zu dem zweiten Ausgangsschluß (A 2) und ein zweiter Widerstand (R 2) zu einem zweiten Schaltungspunkt (E) hin angeordnet sind, daß von diesem aus ein Speicherkondensator (C 1) zu einem dritten Schaltungspunkt (F), eine Rückflußdiode (D 2) zu dem zweiten Ausgangsanschluß (A 2) und ein dritter Widerstand (R 3) zur Basis eines ersten Transistors (Ts 1) hin angeordnet sind, daß dessen Emitter mit dem zweiten Ausgangsschluß (A 2) und dessen Kollektor mit einem vierten Schaltungspunkt (G) verbunden sind, daß von diesem aus ein vierter Widerstand (R 4) zum dritten Schaltungspunkt (F) hin und ein fünfter Widerstand (R 5) sowie parallel zu diesem ein Haltekondensator (C 2) zum zweiten Ausgangsanschluß (A 2) hin angeordnet sind, daß an den vierten Schaltungspunkt (G) weiterhin die Basis eines zweiten Transistors (Ts 2) angeschlossen ist, daß dessen Emitter mit dem zweiten Ausgangsanschluß (A 2) und dessen Kollektor über eine Reihenschaltung eines Begrenzungswiderstandes (R 6) und der Optokopplerdiode (OKD) an den dritten Schaltungspunkt (F) angeschlossen sind und daß dieser über eine Entkopplungsdiode (D 1) mit dem Anschluß (H) der Hilfsspannungsstufe (HS) verbunden ist und daß in bezug auf die Richtung des Ladestromes des Speicherkondensators (C 1) die Entkopplungsdiode (D 1) in Flußrichtung und die Rückflußdiode (D 2) in Sperrichtung gepolt sind.
2. Überlastschuttschaltung nach Anspruch 1, **gekennzeichnet dadurch**, daß anstelle der Z-Diode (ZD) zwischen dem ersten Ausgangsanschluß (A 1) und dem ersten Schaltungspunkt (B) eine Reihenschaltung aus einer in Flußrichtung gepolten Diode oder LED und einem weiteren Widerstand angeordnet ist.

Hierzu 1 Seite Zeichnung

Anwendungsgebiet der Erfindung

Hauptsächlichliches Anwendungsgebiet der Erfindung sind Stromversorgungseinrichtungen elektrischer und elektronischer Geräte. Die Erfindung betrifft sowohl Schaltnetzteile als auch Gleichspannungswandler in niedrigen Spannungsbereichen, die zur Realisierung aller ihrer Funktionen einen handelsüblichen integrierten Steuerschaltkreis enthalten.

Charakteristik des bekannten Standes der Technik

In modernen Schaltnetzteilen werden gegenwärtig zur Ansteuerung des Leistungsschalttransistors mit pulsdauermodulierten Impulsen in großem Maße handelsüblich integrierte Steuerschaltkreise vom Typ B 260 D oder äquivalente Typen eingesetzt. Die von einem derartigen Steuerschaltkreis realisierten Funktionen sind beispielsweise beschrieben in der Fachzeitschrift „radio fernsehen elektronik“ Heft 2/1982, S. 71 ff. Von den zahlreichen Funktionen stehen im Zusammenhang mit der vorliegenden Erfindung die Strombegrenzungsfunktion zum Schutz des Leistungsschalttransistors und das Anlaufverhalten des Steuerschaltkreises nach einer Abschaltphase.

Das Ansprechen der Strombewegung erfolgt nur in zwei Stufen, wovon für die Erfindung nur die erste Stufe bedeutsam ist. Dabei wird in Abhängigkeit vom Emitterstrom des Leistungsschalttransistors, von einem festgelegten Strom beginnend, das Tastverhältnis der Ansteuerimpulse begrenzt. Dadurch verringert sich die übertragene Leistung, und als Folge davon sinkt die Ausgangsgleichspannung ab. Ein derartiger Zustand ist mit erheblichen Verlusten verbunden, die innerhalb des Schaltnetztes in Wärme umgesetzt werden. Da es unzweckmäßig wäre, diesen Verlusten durch Überdimensionierung des Schaltnetztes zu begegnen, muß ein längeres Andauern eines solchen Zustandes vermieden werden. Zur Beendigung eines Überlastzustandes kann das Absinken der Ausgangsgleichspannung ausgenutzt werden. Auf diese Weise wird auch das Ansprechen der erfindungsgemäßen Überlastschuttschaltung bewirkt.

In derartigen Fällen, in denen als Ansprechgröße für das Abschalten des Schaltnetztes das Unterschreiten einer festgelegten Mindesthöhe der Ausgangsgleichspannung verwendet wird, muß das Anlaufverhalten nach einer betriebsbedingten Pause oder nach einem Fehlerfall berücksichtigt werden. Die praktischen Bedingungen für einen einwandfreien Anlauf des Schaltnetztes, insbesondere bei kapazitiven Lasten oder bei Kaltleitern, erfordern ein allmähliches Steigern der übertragenen Leistung. Dies wird erreicht, indem ein jeder Anlauf mit einem sehr kleinen Tastverhältnis der Ansteuerimpulse für den Leistungsschalttransistor beginnt, das allmählich bis zu dem betriebsbedingt erforderlichen Tastverhältnis vergrößert wird. Diese Betriebsweise kann auch durch integrierte Steuerschaltkreise realisiert werden. Zeitlich vorgelagert vor einem derartigen Langsamanlauf ist noch eine Totzeit, während der der Steuerschaltkreis überhaupt keine Ansteuerimpulse erzeugt.

Ein Langsamanlauf hat zur Folge, daß die Ausgangsgleichspannung allmählich ansteigt und sich somit über den größten Teil des Anlaufzeitraumes hin im Ansprechbereich der Überlastschutzschaltung befindet. Diese muß also so beschaffen sein, daß während des Anlaufzeitraumes die Ansprechgröße Unterspannung unterdrückt wird und kein Ansprechen bewirkt.

Eine derartige Schutzschaltung ist aus der DD-PS 204327 bekannt. In dieser Anordnung wird das sekundärseitig erfaßte Unterspannungssignal mit einem Optokoppler zu der eigentlichen Schutzschaltung übertragen, die primärseitig angeordnet ist. Bei jedem Unterspannungszustand, unabhängig davon, ob dieser durch einen normalen Langsamanlauf oder durch einen Fehler hervorgerufen ist, gibt der Transistor des Optokopplers über einen weiteren Transistor das Aufladen eines Kondensators frei. Im Fehlerfall erreicht die Kondensatorspannung den Einschaltpunkt eines mit starker Hysterese ausgestatteten Schwellwertschalters, der den Steuerschaltkreis abschaltet und gleichzeitig die Entladung des Kondensators einleitet. Wenn die Kondensatorspannung den Ausschaltpunkt des Schwellwertschalters erreicht hat, wird der Steuerschaltkreis wieder eingeschaltet und eine erneute Kondensatorladung eingeleitet. Dieser Wechselvorgang wiederholt sich bis zur Beseitigung des Fehlers. Bei fehlerfreier Inbetriebnahme hat die Ausgangsspannung des Schaltnetztes ihren Sollwert vor dem Ansprechen des Schwellwertschalters erreicht. Damit entfällt der Unterspannungszustand, und der nun leitende Optokopplertransistor bewirkt ein vollständiges Entladen des Kondensators.

Nachteiligerweise verbleibt während des fehlerfreien Betriebszustandes der Kondensator funktionsbedingt im entladenen Zustand. Beim Auftreten einer Überlast hat dies zur Folge, daß erst die gesamte Aufladedauer des Kondensators ablaufen muß, bevor das erste Abschalten erfolgt. Diese Abschaltverzögerung im Fehlerfall nimmt mehr Zeit in Anspruch als ein normaler Langsamanlauf. Der dabei auftretenden Verlustleistung muß durch Überdimensionierung des Schaltnetztes begegnet werden.

Ein weiterer Nachteil dieser Lösung ist ihr relativ hoher schaltungstechnischer Aufwand.

Eine weitere Anordnung zur Unterdrückung der Unterspannungsüberwachung während des Anlaufzeitraumes ist aus der DE-OS 3310380 bekannt. Diese Anordnung enthält zwei Komparatoren, deren Ausgänge über ein NAND-Gatter mit dem Freigabeeingang des Pulsweitenmodulators verbunden sind. Beim Langsamanlauf des Schaltnetztes wird der Zeitgliedkomparator von einem RC-Glied und der Unterspannungskomparator von der allmählich ansteigenden Ausgangsspannung des Schaltnetztes gesteuert. Schaltet der Zeitgliedkomparator ein, bevor der Unterspannungskomparator abgeschaltet hat, liegt ein Fehler vor, der über den Freigabeeingang die Impulsabgabe sperrt. Bei umgekehrter Schaltfolge tritt der normale Betriebszustand ein. Diese Anordnung benötigt zu ihrer praktischen Realisierung nachteiligerweise einen hohen schaltungstechnischen Aufwand, der in der gewählten Prinzipdarstellung nicht unmittelbar zum Ausdruck kommt. Eine einwandfreie Funktion dieser Anordnung kann nur erreicht werden, wenn die Referenzspannung für die Komparatoren beim Einschalten rechtzeitig ihren vorgegebenen Wert annehmen. Dies ist nur möglich, wenn die Referenzspannungen eingangsseitig erzeugt werden. Damit ergeben sich Probleme am Eingang des Unterspannungskomparators, wenn eine Potentialtrennung zwischen Speise- und Verbraucherspannung erforderlich ist. In der angegebenen Ausführung ist diese Lösung nur in Stromversorgungseinrichtungen einsetzbar, die keine Potentialtrennung benötigen.

Ziel der Erfindung

Die Erfindung soll den schaltungstechnischen Aufwand bekannter Lösungen reduzieren und Verbesserungen der Betriebsweise bewirken.

Wesen der Erfindung

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Überlastschutzschaltung für Schaltnetzteile zu schaffen, die bei Unterschreitung eines vorgegebenen Wertes der an den Ausgangsanschlüssen abgegebene Spannung ein nahezu unverzögertes Ansprechsignal erzeugt und dieses potentialgetrennt einem Anschluß zuführt, der eine Sperrung des Schaltnetztes und einen darauffolgenden Langsamanlauf ermöglicht, wobei während eines Langsamanlaufs das Ansprechen auf Unterspannung unterdrückt und die Ansprechbereitschaft nach Beendigung des Langsamanlaufs selbsttätig hergestellt wird.

Die Erfindung, mit der diese Aufgabe gelöst wird, ist durch die in den Erfindungsansprüchen dargelegten Merkmale gekennzeichnet.

Die erfindungsgemäße Wirkung wird durch einen Speicherkondensator hervorgerufen, dessen gespeicherte Ladung im Ansprechfall nach dem Abschalten des Schaltnetztes sowohl die Energie für den Betrieb der Überlastschutzschaltung und für das Optokopplersignal liefert als auch als Signalquelle wirkt, die den Ansprechzustand aufrecht erhält. Beim Langsamanlauf werden mit dem Ladestrom des Speicherkondensators die aktiven Elemente in einen Zustand gesteuert, der dem ungestörten Betriebszustand entspricht. Ein Haltekondensator erzwingt einen definierten Anfangszustand.

Ausführungsbeispiel

Die Erfindung wird nachstehend an einem Ausführungsbeispiel näher erläutert. Die zugehörige Zeichnung zeigt die Prinzipschaltung eines Schaltnetztes, in dem die Erfindung zur Anwendung kommt. Die Darstellung enthält nur diejenigen Teile, die mit der Erfindung funktionell im Zusammenhang stehen.

Aus einer Eingangsgleichspannung U_e werden von einem in einer Steuer- und Leistungsstufe SLS befindlichen und durch pulsdauermodulierte Impulse angesteuerten Leistungsschalttransistor Stromimpulse erzeugt, die über den Übertrager \bar{U} auf die Sekundärseite übertragen werden. Nach Durchlaufen einer Gleichrichter- und Glättungsstufe GGS steht an den Ausgangsschlüssen A1 und A2 eine geregelte Ausgangsgleichspannung U_a zur Verfügung. Nicht dargestellt sind die Erzeugung der Regelabweichung, die sekundärseitig erfolgt, sowie die potentialgetrennte Übertragung der Regelabweichung zur Steuer- und Leistungsstufe SLS.

Bestandteil der Steuer- und Leistungsstufe SLS ist ein handelsüblicher integrierter Steuerschaltkreis B260D oder ein Äquivalenztyp, von dessen 16 Anschlüssen nur der Fernsteuereingang 10 und der Masseanschluß 12 dargestellt sind. Eine Möglichkeit des Steuerschaltkreises besteht darin, durch Herstellen einer kurzschlußartigen Verbindung zwischen Fernsteuereingang 10 und Masseanschluß 12 die Aufgabe von Ansteuerimpulsen zu unterbinden und durch Aufheben dieser Verbindung einen Wiederanlauf in Gang zu setzen. Die Erfindung nutzt diese Möglichkeit mit einem Optokopplertransistor OKT, dessen Kollektor-Emitter-Strecke zwischen Fernsteuereingang 10 und Masseanschluß 12 angeordnet ist. Ein Wiederanlauf beginnt mit einer dimensionierungsabhängigen Totzeit, und erst danach setzen die Ansteuerimpulse mit einem minimalen Tastverhältnis ein, das allmählich bis zu dem für den Betriebsfall erforderlichen Tastverhältnis vergrößert wird.

Der Steuerschaltkreis realisiert auch eine Strombegrenzungsfunktion über seinen Anschluß 11, die in dem betrachteten Schaltnetzteil auch zur Anwendung kommt, wovon die schaltungstechnischen Mittel in der Zeichnung aber nicht dargestellt sind. Eine Wirkung dieser Funktion besteht darin, daß, von einer bestimmten Last einsetzend, eine Lastvergrößerung eine davon abhängige Absenkung der Ausgangsgleichspannung U_a hervorruft. Wenn diese dabei einen vorgegebenen Wert unterschreitet, tritt die erfindungsgemäße Überlastschutzschaltung in Funktion.

Die Überlastschutzschaltung ist an die Ausgangsanschlüsse A1 und A2 angeschlossen und wird aus einer Hilfsspannungsstufe HS versorgt. Das Ansprechen der Überlastschutzschaltung erfolgt, wenn die Ausgangsgleichspannung U_a einen Wert unterschreitet, der durch die Dimensionierung der Z-Diode festgelegt ist. Es wird als zweckmäßig angesehen, die Erläuterung der Wirkungsweise mit einem ungestörten Betriebszustand zu beginnen und von diesem aus eine einsetzende Überlast oder einen Kurzschluß zu betrachten.

Im ungestörten Betriebszustand unterschreitet die Ausgangsgleichspannung U_a nicht die vorgegebene Toleranzgruppe. Dabei herrschen in der Überlastschutzschaltung die nachfolgend aufgeführten Zustände. Der Transistor Ts1 ist leitend, und der Transistor Ts2 befindet sich im gesperrten Zustand. Am Speicherkondensator C1 und am Haltekondensator C2 hat sich der stationäre Zustand eingestellt, wobei diese keinen Einfluß auf die übrige Schaltung ausüben. Die Optokopplerdiode OKD erzeugt kein Signal, so daß der zwischen dem Fernsteuereingang 10 und dem Masseanschluß 12 angeschlossene Optokopplertransistor OKT sperrt. Die Z-Diode ZD und die Entkopplungsdiode D1 sind leitend, und die Rückflußdiode D2 befindet sich im gesperrten Zustand.

Der leitende Zustand des Transistors Ts1 wird durch einen Basisstrom hervorgerufen, der über die Widerstände R3, R2 und die Z-Diode ZD vom Ausgangsanschluß A1 her zugeführt wird. Der Kollektorstrom des Transistors Ts1 wird von der Hilfsspannungsstufe HS über die Entkopplungsdiode D1 und den Widerstand R4 geliefert.

Die Darstellung eines Widerstandes und einer Z-Diode innerhalb der Hilfsspannungsstufe HS und deren Versorgung aus der Gleichrichter- und Glättungsstufe GGS sollen symbolisieren, daß am Anschluß H eine feste auf das Potential des Ausgangsanschlusses A2 bezogene Spannung vorhanden ist, die unabhängig vom Zustand der Ausgangsgleichspannung U_a bleibt, solange von der Primärseite her Energie zugeführt wird.

Der Kollektor des Transistors Ts1 befindet sich wegen des leitenden Zustands auf sehr niedrigem Potential, wodurch der mit seiner Basis angeschlossene Transistor Ts2 gesperrt wird.

Für die nachfolgenden Betrachtungen wird nun angenommen, daß von diesem Zustand ausgehend, eine Überlast oder ein Kurzschluß zwischen den Ausgangsanschlüssen A1 oder A2 auftritt, und daß als Folge davon die Ausgangsgleichspannung U_a absinkt und den Ansprechpunkt der Überlastschutzschaltung erreicht. Deren Weiterversorgung bis zum Sperren der Ansteuerschaltung ist solange durch die Hilfsspannungsstufe HS gesichert, bis die Energiezufuhr von der Primärseite unterbrochen wird.

Das Absinken der Ausgangsgleichspannung U_a am Ausgangsanschluß A1 gegenüber A2 wird von der Zeitdiode ZD auf den Schaltungspunkt B übertragen. Daraufhin sinkt auch das Potential am Schaltungspunkt E so weit ab, daß der Transistor Ts1 in den Sperrzustand gesteuert wird. Eine leichte Verzögerung dieses Vorganges durch den Speicherkondensator C1 wirkt sich vorteilhaft bei extrem kurzzeitigen Kurzschlüssen aus, weil in diesen Fällen das Ansprechen verhindert wird. Mit dem Sperren des Transistors Ts1 steigt das Potential am Schaltungspunkt G an, und der Transistor Ts2 wird leitend, so daß über den Begrenzungswiderstand R6 die Optokopplerdiode OKD von einem Strom durchflossen wird und ein Lichtsignal aussendet. Die Bedeutung des Haltekondensators C2 wird weiter unten erläutert; für den jetzt betrachteten Ansprechvorgang muß sein Einfluß durch Wahl einer kleinen Zeitkonstante gering gehalten werden. Das Lichtsignal steuert den Optokopplertransistor OKT in den leitenden Zustand, womit dieser über den Fernsteuereingang 10 das Abschalten der Ansteuerimpulse für den in der Steuer- und Leistungsstufe SLS befindlichen Leistungsschalttransistor bewirkt, dessen Überlastung damit verhindert wird. Dieser abgeschaltete Zustand hat das vollständige Verschwinden der Ausgangsgleichspannung U_a zur Folge und hält so lange an, wie die Optokopplerdiode OKD von einem Strom durchflossen wird, dessen Größe ausreicht, das die Abschaltung bewirkende Lichtsignal zu erzeugen.

Von dem Moment an, in dem das Abschalten der Ansteuerimpulse die Energiezufuhr von der Primärseite her unterbricht, gibt auch die Hilfsspannungsstufe HS am Anschluß H keine Spannung mehr ab. Dadurch beginnt sich der Speicherkondensator C1 zu entladen, wobei der Hauptanteil des Entladestromes durch die Optokopplerdiode OKD, den Begrenzungswiderstand R6, den Transistor Ts2 und die bei dieser Entladestromrichtung leitende Rückflußdiode D2 fließt. Mit seiner Entladung übt der Speicherkondensator C1 mehrere Wirkungen gleichzeitig aus, die nun nacheinander betrachtet werden.

Die leitende Rückflußdiode D2 zieht den Schaltungspunkt E auf ein Potential, das um den Betrag der Flußspannung dieser Rückflußdiode D2 negativer ist als das Emitterpotential des Transistors Ts1, so daß dieser sicher im Sperrzustand gehalten wird. Die Spannung des Speicherkondensators C1 hält den Schaltungspunkt F auf einen positiven Potential gegenüber dem Ausgangsanschluß A2 und auch gegenüber dem Anschluß H. Dadurch sperrt die Entkopplungsdiode D1, und alle weiteren Abläufe des Ansprechvorganges werden von der Spannung des Speicherkondensators C1 bestimmt. Der durch die Optokopplerdiode OKD fließende Entladestrom hält das den Optokopplertransistor OKT steuernde Lichtsignal und damit die Sperrung des Fernsteuereingangs 10 so lange aufrecht, bis der Entladestrom auf einen Wert abgeklungen ist, bei dem Optokopplerdiode OKD kein hierfür ausreichendes Lichtsignal mehr abgibt, womit dann das Ende des Ansprechablaufes erreicht ist. In dieser Anordnung wirkt der Speicherkondensator C1 also sowohl als Energiequelle für das erzeugte Lichtsignal des Optokopplers als auch über den Widerstand R4 als Signalquelle für das Aufsteuern des Transistors Ts2.

Es soll darauf hingewiesen werden, daß, abgesehen von extrem kurzzeitigen Fehlern, bei denen — wie bereits erwähnt wurde — kein Ansprechen stattfinden soll, der beschriebene Ansprechvorgang unabhängig davon abläuft, ob es sich um eine

vorübergehende Überlastung oder um einen bleibenden Zustand wie einen Dauerkurzschluß handelt. Denn da als erstes über den Fernsteuereingang 10 das Aussetzen der Ansteuerimpulse für den Leistungsschaltransistor herbeigeführt wird, verschwindet die Ausgangsgleichspannung U_a bei jedem Ansprechvorgang erst einmal vollständig. Die Art des Fehlerzustandes wirkt sich dagegen auf den Ablauf nach dem Wiedereinschalten aus, der nun betrachtet wird. Hierbei soll vorerst angenommen werden, daß die Überlastung oder der Kurzschluß nur vorübergehend war und bereits vor Beendigung des beschriebenen Ansprechablaufes wieder entfallen ist. Unter dieser Voraussetzung ist der sich anschließende Wiederaufstart identisch mit dem Neuanlauf beim Einschalten nach einer Betriebspause.

Wie bereits erwähnt, beginnt das Wiedereinschalten über den Fernsteuereingang 10 mit einer Totzeit, an die sich ein Langsamanlauf anschließt. Die Dauer des Langsamanlaufs wird durch eine nicht dargestellte Beschaltung festgelegt; daraus ergibt sich der Verlauf des Anstiegs der Ausgangsgleichspannung U_a bis zu ihrem Sollwert. Da sich während des größten Teils dieses Anlaufvorganges die Ausgangsspannung U_a im Ansprechbereich der Überlastschutzschaltung befindet, muß verhindert werden, daß diese anspricht, bevor der Anlaufvorgang beendet ist. Das entscheidende Schaltungselement, mit dem dies erreicht wird, ist wiederum der Speicherkondensator C 1, wie die nachfolgenden Ausführungen zeigen werden.

Solange die Ausgangsgleichspannung U_a noch im Anfangsbereich ihres Anstiegs ist, ist die Z-Diode ZD noch im gesperrten Zustand und damit wirkungslos. Dagegen steigt die Spannung am Anschluß H mit annähernd gleicher Geschwindigkeit an wie die Ausgangsgleichspannung U_a . Diesen Spannungsanstieg übertragen die nun leitende Entkopplungsdiode D 1 und der sich dabei aufladende Speicherkondensator C 1 auf den Schaltungspunkt E, wodurch u. a. über den Widerstand R 3 ein Strom zur Basis des Transistors Ts 1 fließt, der diesen in den leitenden Zustand versetzt. Damit sperrt wieder der Transistor Ts 2. Diese Stromzufuhr hält so lange an, bis nahezu kein Ladestrom mehr in den Speicherkondensator C 1 fließt. Dies ist aber erst der Fall, wenn die Ausgangsgleichspannung U_a nicht mehr ansteigt. Dabei hat sie den Ansprechwert der Überlastschutzschaltung überschritten, und die Z-Diode ZD sorgt dafür, daß am Schaltungspunkt B eine ausreichend hohe Spannung vorhanden ist, die über die Widerstände R 2 und R 3 den erforderlichen Basisstrom für den Leitzustand des Transistors Ts 1 liefert. Damit ist wieder der ungestörte Betriebszustand erreicht, von dem die Betrachtungen ausgegangen sind.

Der Haltekondensator C 2 hat nur die Aufgabe, die Basis des Transistors Ts 2 kurzzeitig auf dem Emitterpotential zu halten, damit gewährleistet ist, daß der Transistor Ts 2 im ersten Moment des Anstiegs der wiederkehrenden Ausgangsgleichspannung U_a mit Sicherheit gesperrt ist. Der Widerstand R 5 dient der Entladung des Haltekondensators C 2 nach Beendigung eines Ansprechvorgangs.

Nun soll das Wiedereinschalten für den Fall betrachtet werden, daß die Überlastung oder der Kurzschluß weiterhin bestehen bleibt. In einem solchen Fall findet zwischen den Ausgangsanschlüssen A 1 und A 2 entweder überhaupt kein oder nur ein sehr geringer Anstieg der Ausgangsgleichspannung U_a statt. Der Verbrauch der von der Primärseite des Übertragers \bar{U} gelieferten Energie erfolgt sowohl im Übertrager \bar{U} selbst als auch in der Gleichrichter- und Glättungsstufe GGS. Unabhängig davon wird aber in der Hilfsspannungsstufe HS eine Spannung erzeugt, deren Anstieg auf den Schaltungspunkt E in gleicher Weise übertragen wird, wie dies beim fehlerfreien Anlauf beschrieben wurde. So lange also ein Ladestrom durch den Speicherkondensator C 1 fließt, bleiben der Transistor Ts 1 leitend und der Transistor Ts 2 gesperrt, und es findet noch kein Ansprechen statt. Wenn der Ladestrom aufhört zu fließen, müßte der Leitzustand des Transistors Ts 1 über die Z-Diode ZD aufrecht erhalten werden. Dies ist jedoch wegen der am Ausgangsanschluß A 1 zu gering vorhandenen oder gänzlich fehlenden Spannung nicht möglich, und es findet sofort ein erneutes Ansprechen in der eingangs beschriebenen Weise statt. Dies setzt sich im Falle eines Dauerfehlers ununterbrochen bis zur Beseitigung des Fehlers oder bis zur Außerbetriebnahme fort.

Die Ausgangsgleichspannungen U_a von geringem Nennwert kann es schwierig oder nicht möglich sein, einen geeigneten Typ für die Z-Diode ZD zu finden. In diesem Fall kann in bekannter Weise eine oder mehrere Gleichrichterdiode(n) in Flußrichtung gepolt eingesetzt werden. Eine besonders vorteilhafte Lösung ergibt sich, wenn eine LED, gegebenenfalls in Reihenschaltung mit einem weiteren Widerstand anstelle der Z-Diode ZD verwendet wird. Hiermit ist neben der schaltungsgemäßen Funktion gleichzeitig eine Anzeigemöglichkeit für den ungestörten Betriebszustand verbunden.

