Kurzfassung

Ein frei schwingendes Schaltnetzteil enthält einen Transformator mit einer Leistungswicklung zur Bereitstellung einer Ausgangsspannung, einer Treiberwicklung zur Bereitstellung einer Schaltspannung und einer Regelwicklung zur Bereitstellung einer Messspannung. Ein Schalttransistor liefert eine Abschaltspannung zur Änderung der Ausgangsspannung. Ein Gleichrichter empfängt die Messspannung und erzeugt eine für die Messspannung repräsentative Steuerspannung. Ein erster Spannungsteiler empfängt die Steuerspannung und schaltet den Schalttransistor ein, wenn die Sperrspannung über einem ersten Schwellenwert liegt. Ein zweiter Spannungsteiler empfängt die Steuerspannung und schaltet den Schalttransistor aus, wenn die Sperrspannung unter einem zweiten Schwellenwert liegt.

Ich behaupte:

1. Ein frei schwingendes Schaltnetzteil, bestehend aus:

einem Transformator mit einer Primärwicklung, einer Sekundärwicklung zur Bereitstellung einer Ausgangsspannung und einer Regelwicklung zur Bereitstellung einer Meßspannung;

einen Schalttransistor mit einer Abschaltspannung, der mit der Primärwicklung gekoppelt ist, um den Strom darin zu steuern;

Mittel zum Erzeugen einer mit der Meßspannung gekoppelten Steuerspannung;

erste Rückkopplungsmittel zum Variieren der Abschaltspannung als Reaktion auf die Steuerspannung, wenn die Steuerspannung einen ersten Schwellenwert überschreitet; und

eine zweite Rückkopplungseinrichtung, die auf die Steuerspannung anspricht, um den Burst-Modus-Betrieb des Schalttransistors einzuleiten, wenn die Steuerspannung einen zweiten Schwellenwert überschreitet.

2. Stromversorgung nach Anspruch 1, wobei das erste Rückkopplungsmittel einen Potentialteiler mit einem Steuertransistor umfaßt.

3. Stromversorgung nach Anspruch 1, bei der die zweite Rückkopplungseinrichtung Spannungsteilernetzwerke mit Transistoren und einem Kondensator aufweist.

4. Stromversorgung nach Anspruch 3, bei der der Kondensator in die Basisleitung des Schalttransistors geschaltet wird.

5. Stromversorgung nach Anspruch 2, bei der das erste Rückkopplungsmittel eine Stromprobe von dem Schalttransistor einkoppelt, um dessen Steuerung zu ermöglichen.

6. Stromversorgung nach Anspruch 1, bei der das Mittel zur Erzeugung der Steuerspannung ein Gleichrichter ist.

7. Leistungsversorgung nach Anspruch 1 mit Mitteln zum Variieren der Steuerspannung in Abhängigkeit von einer Stromprobe vom Schalttransistor.

HINTERGRUND DER ERFINDUNG

Diese Erfindung ist auf ein frei schwingendes Schaltnetzteil gerichtet. Schaltnetzteile, die nur auf der Primärseite des Trenntransformators gesteuert werden, haben den Vorteil, dass kein Übertragungselement zur Übertragung einer Regelgröße von der Sekundärseite der Primärseite des Transformators benötigt wird. Allerdings besteht der Nachteil, dass die auf der Sekundärseite zu stabilisierenden Spannungen nicht direkt ausgewertet werden und somit die Regelung zur Stabilisierung dieser Spannungen häufig nicht ausreicht. Schaltnetzteile mit einer Regelung von der Sekundärseite zur Primärseite haben den Vorteil, dass durch die direkte Auswertung der zu stabilisierenden sekundärseitigen Spannungen eine effektive Stabilisierung erreicht wird. Nachteilig ist jedoch, dass ein Element, wie z.B. ein Trenntransformator oder ein Optokoppler, benötigt wird, um eine Regelgröße von der Sekundärseite auf die Primärseite zu übertragen.

Wenn solche Schaltnetzteile in einem Fernsehempfänger für den aktiven Standby-Betrieb auf eine geringe Sendeleistung von ca. 5-8 Watt umgeschaltet werden, müsste der Schalttransistor nur für sehr kurze Zeit eingeschaltet werden. Dies kann zu relativ hohen Schaltverlusten und einem Risiko für den Schalttransistor führen. Es ist daher bekannt, dass bei einem Betrieb mit geringer Sendeleistung der Schalttransistor bei ausreichend langer Einschaltzeit und ausreichend hohem Strom nur paket- oder burstartig eingeschaltet und dazwischen für eine relativ lange Zeit, in der absolut keine Leistung übertragen wird, blockiert wird. Schaltnetzteile, die nach diesem Prinzip arbeiten, sind relativ kompliziert aufgebaut und erfordern in der Regel spezielle integrierte Schaltungen.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

Gegenstand der Erfindung ist ein frei schwingendes Schaltnetzteil, das über diskrete Baugruppen verfügt und keine speziellen ICs benötigt, einen automatischen Betrieb mittels PWM-Steuerung zur Stabilisierung bei voller Sendeleistung und Paketsteuerung bei geringer Sendeleistung ermöglicht, kurzschlussfest ist, trotz der reinen Primärsteuerung eine wirksame Stabilisierung bietet und einen guten Wirkungsgrad aufweist.

Das erfindungsgemäße Schaltnetzteil hat im Wesentlichen mehrere Vorteile. Da die Regelung nur auf der Primärseite erfolgt, ist es nicht erforderlich, dass ein Element eine Regelgröße von der Sekundärseite auf die Primärseite überträgt. Eine wirksame Stabilisierung der auf der Sekundärseite erzeugten Betriebsspannungen wird jedoch durch die PWM-Regelung im Normalbetrieb bei hoher Leistung durch kontrollierte Teilung der an einem Shunt abgegriffenen Abschaltspannung erreicht. Da es zwei Schaltungen mit unterschiedlichen Schwellwerten gibt, erfolgt ein automatischer Übergang von der PWM-Steuerung im Normalbetrieb zur Paketsteuerung im Betrieb bei niedriger Sendeleistung. In diesem Fall werden zum Einschalten und zur Realisierung dieser unterschiedlichen Betriebsarten vorzugsweise bereits vorhandene Unterbaugruppen verwendet. Die Primärseite bildet einen Oszillator, mit dessen Hilfe das Schaltnetzteil frei schwingend aufgebaut wird. Darüber hinaus hat dieser Oszillator zwei Funktionen. Zum einen bewirkt er bei hoher Sendeleistung im Normalbetrieb eine kontinuierliche PWM-Regelung bei der Ansteuerung des Schalttransistors, zum anderen bewirkt er bei niedriger Sendeleistung automatisch eine Pause bei der Ansteuerung des Schalttransistors, um den beschriebenen Paketbetrieb zu erreichen.

Erfindungsgemäß wird ein negativer Innenwiderstand des Schaltnetzteils simuliert, der den inhärent vorhandenen positiven Innenwiderstand kompensiert und dadurch ein Schaltnetzteil mit sehr geringem Innenwiderstand ermöglicht. In einer weiteren Facette der Erfindung wird durch eine zusätzliche Schaltungsmaßnahme das Abschaltverhalten des Schalttransistors zu Beginn der Sperrphase wesentlich verbessert. Die Erfindung lässt sich insbesondere bei relativ kleinen Fernsehempfängern, aber auch bei vergleichbaren Geräten wie Videorecordern und CD-Playern vorteilhaft anwenden.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNG

Die Erfindung wird unter Bezugnahme auf die Zeichnung, in der sie beschrieben wird, beschrieben:

BILD 1 ist ein Schaltbild einer bevorzugten Ausführungsform eines Schaltnetzteils;

FIG. 2 eine vereinfachte Version der Schaltung gemäß FIG. 1 ist; und

BILD 3 ist eine Modifikation der Schaltung gemäß BILD 2.

DETAILLIERTE BESCHREIBUNG

BILD 1 zeigt ein frei schwingendes Schaltnetzteil mit Eingangsklemmen 1, die die Systemspannung UN liefern, einem Systembrückengleichrichter 2, einem Ladekondensator C1, einem Trenntransformator Tr, einem Schalttransistor T1 und einem Shunt R1. Der Trenntransformator Tr enthält eine Primär- oder Leistungswicklung W1, eine weitere Primärwicklung W2, die die Schaltung frei schwingend aufbaut und den Schalttransistor T1 ansteuert, und eine Regelwicklung W3, die am Ausgang b des Steuergleichrichters 4 eine Steuerspannung Ur zur Stabilisierung und zum Umschalten zwischen Betrieb mit hoher Leistung und niedriger Leistung bewirkt. Der Transformator Tr enthält eine Sekundärwicklung W4, die an den Klemmen 6 über den Gleichrichter 5 eine erste Betriebsspannung U2 erzeugt, und eine zweite Sekundärwicklung W5, die an den Klemmen 8 über den Gleichrichter 7 eine weitere Betriebsspannung U3 erzeugt. In die Basisleitung des Schalttransistors T1 ist ein Spannungssperrnetz mit den Dioden D1, D2 und dem Kondensator C2 geschaltet, das eine Sperrspannung Uv erzeugt. Außerdem ist zwischen dem Punkt a, der die Betriebsspannung U1 für das Schaltnetzteil liefert, und dem Punkt c in der Basisleitung des Schalttransistors T1 eine Startschaltung mit einem Kondensator C3 und einem Widerstand R2 geschaltet. Die Schaltung, wie sie bisher beschrieben wurde, ist bekannt.

Die Steuerspannung Ur geht vom Punkt b zu einer ersten Schwellenschaltung mit einer Zenerdiode Z1 und den Transistoren T2, T3 über. Der Transistor T3 ist Bestandteil eines Spannungsteilers mit den Widerständen R3 und R4, der zwischen dem Punkt d und der Basis des Abschalttransistors T4 geschaltet ist, dessen Kollektor/Emitter-Übergang in Reihe mit einer Diode D5 zwischen dem Punkt c in der Basislinie des Schalttransistors T1 und Masse geschaltet ist.

Die Steuerspannung Ur geht ebenfalls über die Zenerdiode Z1 und den aus den Widerständen R5 und R6 bestehenden Spannungsteiler an die Basis des Transistors T5, dessen Kollektor über die Dioden D5 und D9 mit der Basis des Transistors T6 verbunden ist. Der Kollektor des Transistors T6 ist mit der Basis eines Transistors T7 verbunden, dessen Kollektor/Emitter-Übergang in Reihe mit einem Widerstand R7 parallel zum Koppelkondensator C4 in der Basisleitung des Schalttransistors T1 geschaltet ist. Die Funktionsweise der Schaltung wird im folgenden für den Normalbetrieb bei hoher Leistung und den Betrieb bei niedriger Leistung sowie die Paketsteuerung von T1 gesondert erläutert.

Im Normalbetrieb bei hoher Sendeleistung von etwa 40-100 Watt wird die Spannung Ur aufgrund der hohen Belastung des Transformators Tr zunächst kleiner. Ur geht dann über die leitende Zenerdiode Z1 zur Basis von T2 und über T3 schaltet im Widerstand R4 mehr oder weniger als Spannungsteilerwiderstand. Die Sägezahn-Abschaltspannung Us, die durch den Sägezahnstrom ia in der Flussphase von T1 nach R1 abfällt, geht nun mehr oder weniger geteilt an T4 vorbei und bewirkt, dass bei einem bestimmten Wert T4 leitend wird, den Punkt c erdet, die Basis-Ansteuerspannung für T1 unterbricht und dadurch T1 abschaltet. Es können nun zwei Grenzfälle betrachtet werden. Bei maximaler Belastung, d.h. minimaler Wert von Ur, wird T2 blockiert, wodurch T3 leitend wird. Us wird nun in maximaler Weise durch R3 und R4 geteilt. Dies bedeutet, dass Us am Punkt d einen grösseren Endwert annehmen muss, um T4 einzuschalten. Der Strom ia erreicht somit einen hohen Endwert, und dies entspricht einer großen übertragenen Leistung. Im anderen Grenzfall, wenn die Last an den Klemmen 6, 8 niedrig ist, erhöht sich Ur, so dass nun T2 leitend wird und T3 blockiert wird. Us wird nun nicht durch R3 und R4 geteilt und geht mit vollem Wert zur Basis von T4 über. Das bedeutet, dass es bereits bei einem niedrigen Wert von Us und ia der Fall ist, dass T4 leitend wird und T1 abgeschaltet wird. Dies bedeutet wiederum einen niedrigeren Endwert von ia und damit eine geringere übertragene Leistung. Im Normalbetrieb zwischen diesen Grenzwerten erfolgt nun die Stabilisierung von U2 und U3 durch Pulsweitenmodulation in der Einschaltdauer von T1. Steigt z.B. die Last an den Klemmen 6, 8 an, so sinkt die Amplitude aller am Transformator Tr erzeugten Impulsspannungen und damit auch die der positiven Steuerspannung Ur.

Infolgedessen geht eine um die Spannung der Zenerdiode Z1 reduzierte, weniger positive Spannung Ur an die Basis von T2 über, so dass T2 weniger leitfähig und T3 leitfähiger wird. Us wird nun stärker durch R3, R4, T3 geteilt. Das bedeutet, dass T4 erst später leitend wird und T1 abschaltet, d.h. die Endwerte von Us und ia nehmen größere Endwerte an, die übertragene Leistung wird erhöht und damit die anfangs angenommene Verringerung der Spannungen U2, U3 und Ur kompensiert. T4 bewirkt also eine Pulsweitenmodulation bei der Ansteuerung von T1 dahingehend, dass die Einschaltdauer von T1 mit zunehmender Last um T4 erhöht wird. Auf diese Weise werden die erzeugten Betriebsspannungen U2, U3 stabilisiert. Durch die Spannungsteilung durch R5 und R6 ist T5 in diesem Fall noch blockiert, wodurch T6 und T7 leitend werden. C4 ist dadurch überbrückt und hat in dieser Betriebsart praktisch keine Wirkung.

Wird die Last an den Klemmen 6, 8 stark reduziert, z.B. bei aktivem Bereitschaftsbetrieb, so erhöht sich die Amplitude der Impulsspannungen am Transformator Tr und damit der Wert von Ur. Trotz der Teilung durch den Spannungsteiler R5, R6 wird nun der Transistor T5 leitend und der Punkt f negativer, wodurch die Transistoren T6 und damit auch T7 gesperrt werden. Durch die Blockierung von T7 wird der Kondensator C4 in der Basislinie von T1 wirksam. Dadurch wird C4 über die Basis/Emitter-Diode von T1 mit der dargestellten Polarität geladen, bis schließlich die Spannung an C4 den positiven Anteil der von der Wicklung W2 gelieferten Spannung erreicht und der Schalttransistor T1 gesperrt wird. Das Paket wird dadurch unterbrochen. Es entsteht dann in der Schwingung von T1 eine Pause, die die eingangs beschriebene Paketoperation bewirkt. T1 bleibt nun für eine gewisse Zeit blockiert. Dadurch werden die Kondensatoren an den Klemmen 6, 8 nicht mehr nachgeladen, so dass Ur wieder abfällt. Am Ende der Pause im Paketbetrieb wird T5 schließlich wieder blockiert, T6 und T7 werden wieder leitend, und der Kondensator C4 wird erneut überbrückt, so daß der Schalttransistor T1 wieder von der Wicklung W2 mit Basisstrom versorgt wird und wieder Schwingungen mit voller Sättigung von T1 erzeugt werden. Damit bewirkt die dargestellte Schaltung einen automatischen Übergang vom Normalbetrieb bei hoher Sendeleistung und PWM-Steuerung bei der Ansteuerung von T1 und dem Paketbetrieb, bei dem T1 jeweils nur während der Burstpakete schwingt und eine Zeitlang nicht dazwischen schwingt. Im Paketbetrieb ist T3 immer blockiert, so dass Us unterteilt zur Basis von T4 durchläuft, und somit T1 bereits bei einem niedrigen Stromwert von ia abgeschaltet wird.

Der Kollektor von T5, d.h. der Punkt f, ist noch mit dem Punkt c in der Basislinie von T1 verbunden. Dadurch wird folgendes erreicht. Am Ende der Pause im Paketbetrieb wird T5 wieder wie beschrieben blockiert, so dass am Punkt f ein positiver Impuls entsteht, der zum Punkt c in der Grundlinie von T1 übergeht. Damit wird erreicht, dass der erste Ansteuerimpuls während des Paketes wieder die volle Sättigung von T1 bewirkt. Dies hat den Vorteil, dass das erneute Einschalten nach der Pause nicht "weich" mit entsprechendem Leistungsverlust und Risiko für T1 erfolgt, sondern gewissermaßen "hart".

Weiterhin ist zwischen dem Kollektor von T1 und Punkt c eine Schaltung mit einem Kondensator C5, einer Diode D6, einem Widerstand R9, einer Diode D7, einem Widerstand R10, einem Transistor T8 und einer Diode D8 vorgesehen. Diese Zusatzschaltung dient zur Verbesserung der Sperrung des Schalttransistors T1 am Ende der Einschaltphase, d.h. beim Abschalten von ia, und arbeitet wie folgt: Die Einschaltzeit von T1 wird inhärent dadurch beendet, daß der eingeschaltete Transistor T4 durch T4 den Basisstrom für T1 abschaltet. Danach bleibt T1 aufgrund der Sättigung der im Transistor T1 vorhandenen Ladungsträger für eine gewisse Zeit ohne Basisstrom leitend. T1 verlässt die Sättigung nach einigen μs ohne Basisstrom, wodurch der Kollektor gegenüber Masse etwas positiv wird. In der Zwischenzeit wird der Kondensator C2 mit der dargestellten Polarität wieder auf die Spannung Uv aufgeladen, und zwar auf die Summe der Vorwärtsspannungen von D1 und D2. Das leitende T8 erdet also die positive Elektrode von C2. Dadurch wird die volle Spannung Uv mit negativer Polarität an der Basis von T1 wirksam, so dass eine Abschaltung von T1 in denkbar kurzer Zeit erreicht wird. D7 dient zum Schutz von D8 gegen eine zu hohe negative Spannung an der Basis. Das Gesamtergebnis der Tatsache, dass T4 und T8 T1 schnell abschalten, ist eine besonders geringe Verlustleistung in T1. Die Diode D8 zwischen dem Kollektor von T8 und Masse hat folgende Aufgabe. Zusammen mit den Dioden D1, D2, D3, D4 und R in der Basislinie von T1 stabilisiert D8 die negative Spannung, die von der Wicklung W2 an die Basis von T1 angelegt wird.

Die von der Wicklung W2 gelieferte negative Spannung ist von Natur aus unkontrolliert hoch und kann am Basis/Emitter-Übergang von T1 unzulässig hohe Werte annehmen. Die Baugruppen D4, D3, D1, D2 und D8 dienen zur Begrenzung dieser negativen Spannung von z.B. mehr als 5 Volt an der Basis/Emitter-Übergangsstelle von T1. Zudem wird dadurch ein unerwünschter inverser Betrieb von T8 verhindert. Die negativen Spannungen an der Basis von T1 werden dann beide begrenzt, nämlich die negative Spannung von C2 durch die Dioden D1 und D2 und die negative Spannung aus der Wicklung W2 durch die Dido's D4, D3, D1, D2 und D8. Ein zusätzlicher Schutz von T1 gegen eine zu hohe Basis/Emitter-Spannung wird durch diese Schaltung erreicht.

Das Netz C5, D6, R9 dient zusätzlich als sogenannter Snubber zur Begrenzung positiver Spannungsspitzen am Kollektor von T1 zu Beginn der Sperrphase von TI. Das Netz hat somit vorteilhaft eine Doppelfunktion, nämlich die gezielte Verbesserung der Sperrung von T1 zu Beginn der Sperrphase und zusätzlich die Begrenzung positiver Spannungsspitzen am Kollektor von TR1. Dies wird erreicht, wenn das inhärent geerdete rechte Ende der Parallelschaltung D6/R9 nicht direkt geerdet ist, sondern mit der Basis des Hilfsschalttransistors T8 verbunden ist.

Weiter zwischen dem Punkt d und dem Punkt b ist die Zusatzschaltung 9 mit dem Transistor T9, dem Kondensator C6 und den Widerständen R11, R12, R13 vorgesehen. Diese Schaltung dient zusätzlich zur Verringerung des Innenwiderstandes an den Ausgängen des Schaltnetzteils und arbeitet in der Art einer gesteuerten Stromsenke wie folgt: Mit zunehmender Last steigt am Punkt d durch die Pulsbreitensteuerung ia und Us an. Infolgedessen wird auch T9 über den Widerstand R13 leitfähiger. Aufgrund der Filterwirkung durch C6 wird also am Punkt b eine erhöhte Gleichstromlast wirksam, die den Wert von Ur weiter reduziert. Im Ergebnis wird dem Steuerspannungspfad eine zusätzliche Reduzierung von Ur simuliert und damit die Wirkung des reduzierten Wertes von Ur erhöht, um den Maximalwert von Us und ia zu erhöhen. Der durch die Schaltung 9 gebildete negative Innenwiderstand ist somit in der Lage, den inhärent noch verbleibenden positiven Innenwiderstand des Schaltnetzteils zu kompensieren und damit für den Normalbetrieb bei hoher Sendeleistung einen sehr niedrigen Innenwiderstand des Schaltnetzteils zu gewährleisten.

BILD 2 zeigt eine vereinfachte Version der Schaltung nach BILD 1. Die Schaltung nach BILD 2 enthält weder die Schaltung 9 zur Bildung eines negativen Innenwiderstandes noch den Transistor T7, der den Koppelkondensator C4 in der beschriebenen Weise kurzschließt. Anstelle des Transistors T7 ist der Koppelkondensator C4 mit einem Strompfad mit der Diode D10 und dem Widerstand R15 versehen. Im Falle des Paketbetriebs variiert bei dieser Lösung der Basisstrom für T1 jeweils während eines Pakets dahingehend, dass der Basisstrom gegen Ende des Pakets abnimmt. Da die Schaltung 9 zur Verringerung des Innenwiderstandes nicht vorhanden ist, kann durch verbesserte Kopplung des Transformators Tr ein niedriger Innenwiderstand erreicht werden, z.B. durch Auslegung des Transformators als Kammerwicklungstransformator. Die Eigenschaft, dass der Basisstrom für T1 während eines Pakets leicht abnimmt, weil der Koppelkondensator C4 nicht kurzgeschlossen wird, kann im Hinblick auf die Vereinfachung der Schaltung toleriert werden. Außerdem kann dadurch eine niedrigere Paketfrequenz von etwa 50 Hz erreicht werden. Eine solch niedrige Paketfrequenz im aktiven Standby-Betrieb ist wichtig, da sie unhörbar ist und daher im aktiven Standby-Betrieb keine hörbaren akustischen Schwingungen oder Vibrationen des Gerätes auftreten können.

Eine besondere Bedeutung hat der Kondensator C6 parallel zur Diode D11 in BILD 1 und 2 für den Startbetrieb, d.h. jeweils beim Einschalten des Empfängers, da dann zunächst die Diode D11 blockiert wird. Eine besondere Bedeutung hat der Kondensator C6 bei niedrigen Systemspannungen, um auch dann die Sättigung von T1 zu gewährleisten und eine Gefährdung von T1 durch fehlende Sättigung zu vermeiden.

BILD 3 zeigt eine Modifikation der Schaltung nach BILD 2, die ebenfalls ohne die Schaltung 9 aus BILD 1 und ohne den Transistor T7 zur Überbrückung des Koppelkondensators C4 arbeitet. Die Wirkungsweise der Schaltung nach BILD 3 ist ähnlich wie die der Schaltung nach BILD 2.