



Die Erfindung bezieht sich auf einen Schaltwandler, bei welchem eine Eingangsgleichspannung mit Hilfe zumindest eines von einer Ansteuerschaltung angesteuerten Schalters mit vorgebarerer Taktfrequenz und vorgebbarem Tastverhältnis an eine Speicherinduktivität schaltbar ist, für die Ansteuerschaltung ein Taktgeber vorgesehen ist, dem ein der Eingangsspannung proportionales Signal bzw. die Eingangsspannung zugeführt ist und die Taktfrequenz so gesteuert wird, dass sie mit steigender bzw. fallender Eingangsspannung kleiner bzw. größer wird.

Solche Schaltwandler bzw. Verfahren sind in vielen Varianten bekannt geworden, seien es Sperrwandler, Flusswandler oder Mischtypen. In den meisten Fällen wird bei Schaltwandlern die Taktfrequenz konstant gehalten und eine Regelung, z.B. der Ausgangsspannung, erfolgt über eine Änderung des Tastverhältnisses.

Die US 6 434 021 B1 hat eine Steuerungsschaltung mit drei, vier oder fünf Klemmen zur Steuerung der Leistung zwischen eine Stromquelle und einer Last zum Gegenstand.

Die US 4 256 983 A zeigt einen Spannungs-Frequenz-Wandler, der auf ein primäres variables, analoges Eingangssignal hin eine oder mehrere Reihen von Ausgangsimpulsen erzeugt. Für jede Reihe liegt die Kennlinie des Spannungs-Frequenz-Wandlers, die die Frequenz über dem primären Eingangssignal angibt, in drei Bereichen oder Betriebsarten, nämlich einem Anfangsbereich, in welchem die Kennlinie im wesentlichen geradlinig ist und eine positive Steigung hat, einem zweiten Bereich, in welchem die Frequenz konstant ist, und einem dritten Bereich, in welchem die Kennlinie im wesentlichen geradlinig ist und eine negative Steigung hat. Aus dem primären Eingangssignal werden Eingangssignale des ersten Bereichs und des dritten Bereichs für einen Integrator gewonnen, der sie in ihren betreffenden Bereichen von einem konstanten Eingangssignal subtrahiert. Das letztgenannte konstante Eingangssignal ist effektiv das einzige Integrator-Eingangssignal in dem zweiten Bereich. Ein „zweites“ Integrator-Eingangssignal wird durch die Impulse einer Ausgangsimpulsreihe intermittierend subtraktiv eingegeben. Infolgedessen ist der Integrator im zweiten Bereich gesättigt, aber im ersten und zweiten Bereich nicht gesättigt. Ein bistabiler Schwellwertdetektor ist in dem zweiten Bereich ständig in einem zweiten Zustand, schaltet aber in dem ersten und dem dritten Bereich zwischen dem ersten und dem zweiten Zustand um. Eine Logik- und Halteschaltung erzeugt die Ausgangsimpulse auf den Detektor und auf Taktimpulse hin.

Aus der US 5742 494 ist ein Eingangsspannungsgesteuerter Pulsgenerator zur Ansteuerung eines getakteten Schaltnetzteils mit variablen Impuls/Pause Verhältnis und einer variablen Taktfrequenz bekannt geworden.

Die US 3,559,028 A betrifft einen Gleichspannungswandler mit einer Zerhackereinheit, die ein Paar Halbleiterschalter enthält. Weiters weist der bekannte Gleichspannungswandler Mittel zur Zuführung einer Betriebsspannung an diese Zerhackereinheit und einen Ausgangskreis, der die Ausgangsspannung vom Zerhacker einer Last zuführt. Zwischen Zerhackereinheit und dem Ausgangskreis ist ein Filter mit einer Induktivität geschaltet.

Die US 5,335,162 A zeigt eine primärseitige Steuerung für einen Schaltwandler, die als monolithischer integrierter Schaltkreis ausgeführt ist. Die Steuerung weist eine Strombegrenzungsfunktion auf, mit welcher ein definierter Stromwert über einen längeren Zeitraum erzielt wird.

In der US 6 100 675 A ist ein Schaltregler offenbart, welcher einen Referenzspannungskreis zur Erzeugung einer Referenzspannung und einen Differenzverstärker zum Verstärken einer Differenzspannung zwischen der Referenzspannung und einer am Ausgang des Schaltreglers gemessenen Ausgangsspannung aufweist. Weiters ist ein PWM Komparator vorgesehen, welcher die Ausgangsspannung des Differenzverstärkers und mit einer Ausgangsspannung eines Schwingkreis vergleicht. Darüber hinaus weist der bekannte Schaltregler Mittel zur Erfassung eines Ausgangslaststroms auf, wobei der Schaltregler in Abhängigkeit von dem erfassten Ausgangslaststrom gesteuert wird.

Dem Fachmann sind auch die Probleme bekannt, wie sie bei den oben genannten Ausführungsformen insbesondere bei kleiner Last, im Leerlauf oder bei hoher Eingangsspannung auftreten können und die auf die extrem kurzen Einschaltzeiten, d.h. ein extremes Tastverhältnis, zurückzuführen sind. Besondere Schwierigkeiten ergeben sich bei frei schwingenden Sperrwandlern, bei welchen die Taktfrequenz im Wesentlichen direkt proportional zur Eingangsgleichspannung ist. Besonders bei stark schwankenden Eingangsspannungen, z.B. bei Hilfsversorgungswandlern für Schaltnetzteile, kommt man zu praktisch unbeherrschbar kurzen Einschaltzeiten, wobei sich nicht nur ein schlechter Wirkungsgrad ergibt, sondern auch ein „Aussetzbetrieb“, bei welchem über mehrere Takte keine Einschaltimpulse auftreten. Dazu sei angemerkt, dass bei sogenannten „Weitbereichs“-Schaltnetzteilen Eingangsgleichspannungen in der Größe von 120 bis 370 Volt - nach Gleichrichtung entsprechender Netzspannungen - auftreten. Dies ist nicht nur für das eigentliche Schaltnetzteil problematisch, sondern auch für Hilfsversorgungs-Schaltwandler, die für die Stromversorgung der Ansteuerschaltung zumindest während des Hochlaufens verwendet werden, aber kostengünstig und daher einfach aufgebaut sein sollen.

Aus der US 54 55 757 ist weiters ein Schaltwandler der eingangs genannten Art bekannt geworden. Der bekannte Schaltwandler weist einen komplementären Regenerierungsschaltkreis zur Unterdrückung von Schwingungen und zur Speicherung von Verlustenergie, um die Effizienz des Schaltwandlers zu erhöhen. Der komplementäre Regenerierungsschaltkreis weist einen Kondensator, einen Schalter, eine Diode und einen entsprechenden Zeitsteuerungsschaltkreis auf, um den Regenerierungsschaltkreis ein und aus zu schalten. Nachteilig an den bekannten Schaltwandlern sind vor allem der mit seiner Herstellung verbundene Aufwand und die damit verbundenen hohen Herstellungskosten.

Eine Aufgabe der Erfindung liegt darin, einen Schaltwandler zu schaffen, bei welchem die oben genannten Probleme vermieden sind.

Diese Aufgabe wird mit einem Schaltwandler der eingangs genannten Art gelöst, bei welchem erfindungsgemäß der Taktgeber eine erste und eine zweite Stromquelle zum Laden bzw. Entladen eines Kondensators aufweist, dessen Spannung an einem Eingang eines hysteresebehafteten Komparators liegt, wobei an dem anderen Eingang eine Referenzspannung liegt, und dessen Ausgang mit positiven bzw. negativen Vorzeichen die Stromquellen an den Kondensator schaltet, und die erste Stromquelle einen Strom liefert, der mit steigender Eingangsspannung kleiner wird, wogegen die zweite Stromquelle einen im wesentlichen konstanten Strom liefert.

Die erfindungsgemäße Lösung zeichnet sich durch einen besonders einfachen und kostengünstigen Aufbau aus.

Eine praxisgerechte und einfache Ausführung zeichnet sich dadurch aus, dass die gesteuerte Stromquelle mit Hilfe eines Transistors realisiert wird, dessen Basis oder Gate ein der Eingangsspannung proportionales Signal erhält.

Besonders geeignet ist ein Schaltwandler nach der Erfindung als Hilfsversorgungswandler eines Schaltnetzteils.

Die Erfindung samt weiterer Vorteile ist im Folgenden anhand beispielsweise Ausführungen näher erläutert, die in der Zeichnung veranschaulicht sind. In dieser zeigen

- Fig. 1 einen Schaltwandler in einem vereinfachten Blockschaltbild,
- Fig. 2 die Ansteuerschaltung eines nach der Erfindung arbeitenden Schaltwandlers in schematischer Darstellung,
- Fig. 3 eine Ansteuerschaltung wie Fig. 2, jedoch mehr im Detail dargestellt, und
- Fig. 4a bis 4c in Diagrammen den zeitlichen Verlauf wesentlicher Signale der Ausführungs-

formen nach Fig. 2 und 3.

Fig. 1 zeigt einen Sperrwandler mit einem Übertrager UET, welcher eine Primärwicklung  $W_P$  sowie eine Sekundärwicklung  $W_S$  besitzt. Über einen gesteuerten Schalter SWI, z.B. einen Feldeffekttransistor, wird eine Eingangsspannung  $U_E$  periodisch an die Primärwicklung  $W_P$  gelegt, wobei zur Ansteuerung des Schalters SWI eine Ansteuerschaltung AST vorgesehen ist, die einen Steuerpuls vorgegebener Taktfrequenz und mit einstellbarem Tastverhältnis an den Steuereingang, z.B. das Gate eines FET, liefert.

Die Eingangsspannung  $U_E$  wird bei Schaltnetzteilen mit Hilfe eines hier nicht gezeigten Gleichrichters und eines Kondensators aus einer Netzwechselfspannung gewonnen und dann üblicherweise Zwischenkreisspannung genannt.

Sekundärseitig erfolgt eine Gleichrichtung mit Hilfe z.B. einer Gleichrichterdiode  $D$  bei Verwendung eines Kondensators  $C$ , an welchem die Ausgangsspannung  $U_A$  liegt.

Ein Spannungssensor SPS und ein Stromsensor STS liefert Steuer- bzw. Regelsignale an einen zur galvanischen Trennung von Primär- und Sekundärseite vorgesehenen Optokoppler OKO, der zumindest ein Regelsignal  $S_R$  an die Ansteuerschaltung AST liefert. In bekannter Weise werden in nicht näher gezeigter Weise Ausgangsspannung  $U_A$  und/oder Ausgangsstrom  $I_A$  mit Referenzwerten verglichen, um im Sinne einer Regelung oder Begrenzung das Tastverhältnis des Ansteuerpulses zu beeinflussen.

Üblicherweise liefert auch primärseitig ein Sensorwiderstand  $R_S$  eine Information über den Primärstrom  $I_E$  an die Ansteuerschaltung AST.

Soweit bisher beschrieben, entspricht die Schaltung nach Fig. 1 dem Stand der Technik.

Die Erfindung geht nun davon aus, die Taktfrequenz  $f_T$  des Ansteuerpulses in Abhängigkeit von der Höhe der Eingangsspannung  $U_E$  so zu ändern, dass die Taktfrequenz mit steigender Eingangsspannung kleiner wird, d.h. absinkt.

Mit diesem Verfahren ist es möglich, beherrschbare Einschaltzeiten  $t_{on}$  einzuhalten, wenn die Eingangsspannung  $U_E$  hohe Werte annimmt. Auf Fig. 4b und 4c vorgehend wird das erfindungsgemäße Verfahren illustriert. Fig. 4b zeigt den Steuerpuls mit der Taktfrequenz  $f_{T1}$  für eine Eingangsspannung  $U_{E1}$ . Fig. 4c zeigt wiederum den Steuerpuls, jedoch für eine höhere Eingangsspannung  $U_{E2} \geq U_{E1}$ . Die Taktfrequenz  $f_{T2}$  ist nun kleiner geworden, und obwohl die Einschaltzeit  $t_{on}$  in diesem Beispiel gleich geblieben ist, hat sich das Tastverhältnis im Sinne einer Berücksichtigung der Erhöhung der Eingangsspannung verringert.

Man kann die Taktfrequenz  $f_T$  in linearer Abhängigkeit von der Eingangsspannung  $U_E$  absenken, oder umgekehrt proportional zur Eingangsspannung ändern. Grundsätzlich soll mit Hilfe einer mit steigender Eingangsspannung sinkenden Taktfrequenz der Effekt kompensiert werden, dass die primäre Übertrager-Induktivität mit einer Stromänderungsrate, die zur Eingangsspannung proportional ist, aufmagnetisiert wird.

Die Realisierung des erfindungsgemäßen Verfahrens wird nun an Ausführungsbeispielen gemäß der Fig. 2 bzw. 3 erläutert.

In Fig. 2 erkennt man zwei Stromquellen  $Q11$  und  $Q12$ , von welchen die erste Stromquelle  $Q11$  von der Eingangsspannung  $U_E$  gesteuert ist und einen Strom  $I_1$  liefert, der mit steigender Eingangsspannung sinkt, wogegen die zweite Stromquelle  $Q12$  einen konstanten Strom  $I_2$  erzeugt.

Ein Kondensator  $C_2$  wird durch den variablen Strom  $I_1$  aufgeladen und über den Strom  $I_2$  entladen, wobei aus dem entstehenden Dreieckssignal mit Hilfe eines hysteresebefahenen Kompara-

tors KOM ein Rechtecksignal gewonnen wird. Das Umschalten zwischen den beiden Stromquellen Q11, Q12 geschieht in Abhängigkeit von der Spannung am Ausgang des Komparators KOM, welche über Schalter SC1 und SC2 je eine der beiden Stromquellen einschaltet. Dabei wird der Schaltbefehl des Komparators KOM für den Schalter SC1 mit Hilfe eines Negators NEG negiert, nicht jedoch für den Schalter SC2. Der Ausgang des Komparators KOM wird  
5 weiters in einem Gatter AND mit dem Regelsignal  $S_R$  (siehe Fig. 1) verknüpft. Das Ausgangssignal des Gatters AND wird über einen Treiber VER an die Steuerelektrode des Transistors SWI gelegt.

10 Aus Fig. 4a erkennt man, dass der Anstieg der Spannung  $U_C$  an dem Kondensator C in Abhängigkeit von der Höhe der Eingangsspannung  $U_E$  variabel ist, wogegen der Abfall der Spannung  $U_C$  konstant bleibt. Für eine bestimmte Eingangsspannung  $U_{E1}$  ist der Verlauf der Spannung  $U_C$  mit einer durchgehenden Linie dargestellt, wogegen der entsprechende Verlauf für eine Eingangsspannung  $U_{E2}$  welche größer als  $U_{E1}$  ist, strichpunktiert eingezeichnet ist. Der Spannungsverlauf von  $U_C$  wird durch die beiden, in Fig. 4 mit  $U_{Hys1}$  und  $U_{Hys2}$  bezeichneten Hystereseschwellen bestimmt.  
15

Am Ausgang des Komparators KOM, welcher die Spannung  $U_C$  mit einer Referenzspannung  $U_{Ref}$  vergleicht, ergibt sich demnach ein Rechteckpuls, nämlich mit einer Frequenz  $f_{T1}$  für  $U_E = U_{E1}$  (Fig. 4b) und mit einer Frequenz  $f_{T2} < f_{T1}$  für  $U_E = U_{E2}$  (Fig. 4c). Es ist offensichtlich, dass durch die geringere Taktfrequenz bei höherer Eingangsspannung unerwünscht kurze Einschaltzeiten  $t_{on}$  vermieden werden können.  
20

Es soll betont werden, dass im Sinne der Erfindung keine Regelung durch Verändern der Taktfrequenz erfolgt - die Regelung erfolgt über die Änderung der Einschaltzeit bzw. des Tastverhältnisses -, sondern es wird die Taktfrequenz zwangsläufig, aber gegensinnig zur Eingangsspannung verändert.  
25

Aus Fig. 3 ist eine technische Realisierung der Erfindung näher ersichtlich, wobei anzumerken ist, dass für die Funktion der Schaltung nicht unbedingt erforderliche Details, wie z.B. Sieb- oder Entstörmittel, nicht eingezeichnet sind.  
30

Hier bildet ein Standard-Bipolar-Transistor T den Kern der spannungsgesteuerten Stromquelle Q11. Der Kollektorstrom  $I_1$  des Transistors T1 ist - über den Basisstrom - von dem Potenzial an seiner Basis abhängig, wobei eine indirekt proportionale Abhängigkeit besteht. Definiert wird das Basispotenzial - ausgehend von der Eingangsspannung  $U_E$  durch den Spannungsteiler R1, R3, R4 und R5. Anstelle des pnp-Transistors könnte beispielsweise auch ein vorzugsweise selbstsperrender p-Kanal-JFET verwendet werden, der an seinem Gate ein der Eingangsspannung proportionales Signal erhält. Ebenso käme eine integrierte Schaltung in Frage, die einen programmierbaren Strom liefert. Auch wäre die gesamte Ansteuerschaltung mit Hilfe eines Mikrocontrollers realisierbar.  
35  
40

Das Logikgatter LOG wirkt als Ein/Aus-Schalter für die gesteuerte Stromquelle Q11, wobei ein „High“-Signal am Ausgang des Gatters LOG bewirkt, dass der Transistor T ausgeschaltet wird. Mit Hilfe der Diode D1 und eines Serienwiderstandes R2 erreicht man, dass der Strom  $I_1$  ab einer gewissen Spannung  $U_E$  nicht mehr wesentlich geringer wird. Dadurch vermeidet man exzessiv niedrige Schaltfrequenzen, die z.B. in den Hörbereich fallen.  
45

Die Konstant-Stromquelle Q12 wird unter Benutzung des Widerstandes R6 realisiert, welche im Gegenkopplungsweg eines Gatters KMP liegt. Im Gegensatz zu dem Komparator KOM in Fig. 2, bei welchem der invertierende Eingang an einer Referenzspannung  $U_{Ref}$  liegt, handelt es sich bei dem Gatter KMP der Fig. 3 um ein solches, bei welchem die Schaltschwelle bauteilintern vorgegeben ist. Man verwendet hier z.B. ein Standard-CMOS-Logikgatter mit Schnitt-  
50 Triggereingang. Die Diode D2 in Serie mit dem Widerstand R6 wirkt als Schalter für die Stromquelle Q12, d.h. wenn das Gatter KMP ein „Low“-Signal liefert, ist die Diode D2 leitend und  $C_L$   
55

wird über den Widerstand R6 entladen. Das Aufladen des Kondensators C erfolgt somit indirekt proportional zu der Eingangsspannung  $U_E$ , wogegen das Entladen des Kondensators C immer mit einer konstanten Zeitkonstante erfolgt, wobei der Strom I2 tatsächlich nur näherungsweise konstant ist.

5

Es wird dem Fachmann klar sein, dass im Rahmen der Erfindung eine Vielzahl anderer Schaltungsvarianten möglich ist, so lange das Prinzip gewahrt bleibt, mit steigender Eingangsspannung die Taktfrequenz zu verringern. Dabei muss der Zusammenhang zwischen Taktfrequenz und Eingangsspannung keineswegs zwingend linear sein oder eine  $1/x$ -Funktion darstellen.

10

### Patentansprüche:

1. Schaltwandler, bei welchem eine Eingangsgleichspannung ( $V_{IN}$ ) mit Hilfe zumindest eines von einer Ansteuerschaltung (AST) angesteuerten Schalters (Q1) mit vorgebbarer Taktfrequenz ( $f_T$ ) und vorgebbarem Tastverhältnis an eine Speicherinduktivität (UET) schaltbar ist, für die Ansteuerschaltung (AST) ein Taktgeber (CLK) vorgesehen ist, dem ein der Eingangsspannung ( $U_E$ ) proportionales Signal bzw. die Eingangsspannung zugeführt ist und die Taktfrequenz ( $f_T$ ) so gesteuert wird, dass sie mit steigender bzw. fallender Eingangsspannung kleiner bzw. größer wird, *dadurch gekennzeichnet*, dass der Taktgeber (CLK) eine erste und eine zweite Stromquelle (Q11, Q12) zum Laden bzw. Entladen eines Kondensators (CL) aufweist, dessen Spannung an einem Eingang eines hysteresebehafteten Komparators (K) liegt, wobei an dem anderen Eingang eine Referenzspannung ( $U_{Ref}$ ) liegt, und dessen Ausgang mit positiven bzw. negativen Vorzeichen die Stromquellen an den Kondensator schaltet, und die erste Stromquelle (Q11) einen Strom (I1) liefert, der mit steigender Eingangsspannung ( $U_E$ ) kleiner wird, wogegen die zweite Stromquelle (Q12) einen im wesentlichen konstanten Strom (I2) liefert.
2. Schaltwandler nach Anspruch 5, *dadurch gekennzeichnet*, dass die gesteuerte Stromquelle (Q11) mit Hilfe eines Transistors (T) realisiert wird, dessen Basis oder Gate ein der Eingangsspannung ( $U_E$ ) proportionales Signal erhält.
3. Schaltwandler nach einem der Ansprüche 1 oder 2, *gekennzeichnet durch* seine Verwendung als Hilfsversorgungswandler eines Schaltnetzteils.

35

### Hiezu 2 Blatt Zeichnungen

40

45

50

55



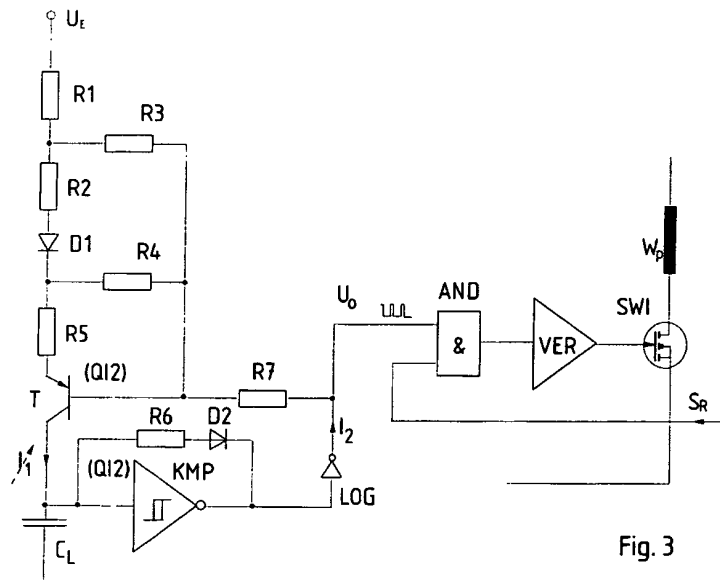


Fig. 3

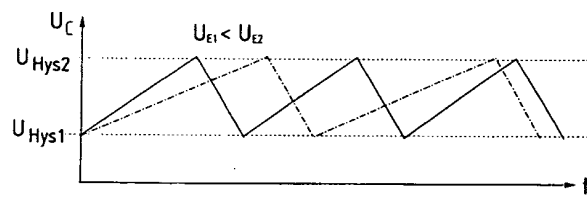


Fig. 4a

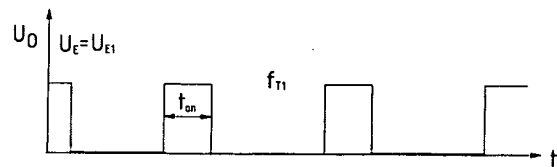


Fig. 4b

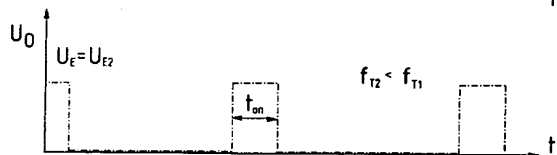


Fig. 4c