

Flyback-Converter-Schaltung

Die Erfindung betrifft eine Flyback-Converter-Schaltung. Gattungsgemäße Flyback-Converter-Schaltungen weisen einen Transformator, einen Ladekondensator, eine Diode, einen Halbleiterschalter und eine Regelung auf. Der Transformator besitzt eine Primärwicklung und eine Sekundärwicklung, welche jeweils einen Wicklungsanfang und ein Wicklungsende aufweisen. Die beiden Wicklungen können gegensätzlich verschaltet sein. Der Kern des Transformators besitzt einen Luftspalt. Er kann auch als Speichertransformator, Doppeldrossel oder gekoppelte Induktivitäten bezeichnet werden. Die Regelung ist dafür ausgebildet, den Halbleiterschalter nach dem Start des Flyback-Converters zu steuern.

Ein Flyback-Converter wird auch als Sperrwandler oder Hoch-Tiefsetzsteller bezeichnet. Er stellt eine bestimmte Form eines Gleichwandlers dar.

Ein einfacher prinzipieller Aufbau eines Flyback-Converter wird nun unter Bezugnahme auf Fig. 3 beschrieben.

Der Flyback-Converter aus Fig. 3 weist eine Spannungsquelle 301, einen Transformator 303, eine Diode 306, einen Ladekondensator 307 sowie einen Schalter 320 auf. Zusätzlich ist parallel zur Spannungsquelle 301 noch ein Kondensator 302 vorgesehen, der aber für den Betrieb als Flyback-Converter nicht notwendig ist. Wobei die beiden Punkte am Transformator 303 den Wicklungssinn anzeigen. Wenn im Rahmen der Beschreibung auf Wicklungsanfang und -ende bezuggenommen wird, dient dies nur zum leichteren Verständnis. Grundsätzlich ist es auch möglich die Anschlüsse bei einem Transformator zu vertauschen, solange die Verschaltung der Spulen des Transformators, gegensinnig oder gleichsinnig, beibehalten wird.

Im Folgenden wird die prinzipielle Funktionsweise des Flyback-Converters beschrieben. Grundsätzlich wechseln sich bei einem Flyback-Converter zwei Betriebsweisen, die Leitphase und die Sperrphase, miteinander ab. Welche Betriebsart gerade aktiv ist, wird durch den Schalter 320 bestimmt. Ist der Schalter 320 geschlossen, befindet sich der Flyback-Converter in der Leitphase. Ist der Schalter 320 offen, befindet er sich in der Sperrphase.

In der Leitphase fließt bedingt durch die Spannungsquelle 301 ein Strom durch die Primärwicklung des Transformators 303. Da die Diode 306 einen Stromfluss durch die Sekundärwicklung des Transformators 303 sperrt, ist diese stromlos. Hierdurch baut sich im Luftspalt des Transformators 303 eine magnetische Spannung auf.

Wird nun der Schalter 320 geöffnet, endet der Stromfluss durch die Primärwicklung oder -seite des Transformators 303. Dadurch, dass der Stromfluss durch die Primärseite des Transformators 303 sehr schnell gestoppt wird, nimmt der Strom durch die Sekundärseite des Transformators 303 zu. Der Strom fließt durch die Diode 306, so dass der Ladekondensator 307 aufgeladen wird. Anschließend wird der Schalter 320 wieder geschlossen, und ein neuer Zyklus bestehend aus der Leitphase und der Sperrphase wird begonnen.

Über die Taktung des Schalters 320 kann die Leistung, die den Kondensator 307 lädt, eingestellt werden. Damit kann zum Beispiel eine am Ladekondensator 307 anliegende Last mit einer bestimmten Ausgangsspannung versorgt werden oder ein Energiespeicher, insbesondere ein Akkumulator mit einem bestimmten Strom geladen werden. In der hier dargestellten Ausführung eines Flyback-Converters sind der Eingang und Ausgang jeweils galvanisch getrennt. Dies ist zwar vorteilhaft, jedoch nicht zwingend erforderlich, und es kann durch eine entsprechende zusätzliche Verschaltung auch ein Betrieb ohne galvanische Trennung ermöglicht werden. Bei dem hier gezeigten Flyback-Converter kann die Eingangsspannung sowohl größer als auch kleiner als die Ausgangsspannung sein. Dies hängt maßgeblich von der Steuerung des Schalters 320, der bevorzugt als Halbleiterschalter ausgeführt ist, ab. Man spricht von einer Buck- oder Boost-Betriebsweise.

Der Flyback-Converter kann im lückenden oder nichtlückenden Betrieb arbeiten. Beim nichtlückenden Betrieb ist die Induktivität beim Einschalten des Halbleiter-

schalters noch stromführend. Im Unterschied zu einem Boost-Converter kann beim Flyback-Converter mit einem entsprechenden Wicklungsverhältnis auch bei einem sehr großen Verhältnis von Ausgangsspannung zu Eingangsspannung mit praktisch realisierbarem Tastverhältnis im nichtlückenden Betrieb gearbeitet werden. Mit dem hier gezeigten Flyback-Converter ist dies beispielsweise, bei einer Eingangsspannung von 20 mV und bei einem Tastverhältnis von 75% bis zu einer Ausgangsspannung von 6 V möglich. Dies errechnet sich bei Vernachlässigung der vorhandenen Verluste entsprechend der Formel:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{\tau_{Leitphase}}{\tau_{Sperrphase}} \times N$$

wobei zu berücksichtigen ist, dass das Tastverhältnis wie folgt definiert ist:

$$Tastverhältnis = \frac{\tau_{Leitphase}}{\tau_{Leitphase} + \tau_{Sperrphase}}$$

Dies bedeutet, dass das Verhältnis von der Leitphase zur Sperrphase 3:1 ist. Zusätzlich gilt die Annahme der Verwendung eines 1:100 Transformators, wobei N die Windungen der Sekundärseite bei einer Windung der Primärseite angibt.

Der lückende Betrieb kann auch als Lückbetrieb bezeichnet werden. In diesem beginnt der Stromfluss durch die Induktivität, also die Primärwicklung des Transformators 303, bei 0 A. Er erreicht bei Vernachlässigung der auftretenden Verluste und einer konstanten Eingangsspannung einen maximalen Stromfluss von I_{max} , welcher sich wie folgt ergibt:

$$I_{max} = \frac{U_{in} \times \tau_{Leitphase}}{L(prim)}$$

wobei U_{in} die Eingangsspannung und $L(prim)$ die Induktivität der Primärwicklung des Transformators bezeichnen.

Für den Eingangswiderstand ergibt sich dann:

$$R_{in} = \frac{L(prim)}{2 \times \tau_{Leitphase} \times f}$$

bei einer Schaltfrequenz f

$$f < \frac{1}{\tau_{Leitphase} + \tau_{Sperrphase}}$$

Demnach ist der Eingangswiderstand unabhängig von der Spannungsquelle. Dies ermöglicht bei thermoelektrischen Generatoren, die einen konstanten und von der Ausgangsspannung unabhängigen Ausgangswiderstand besitzen, eine sehr einfache Leistungsanpassung.

Der Kondensator 302, der parallel zur Spannungsquelle 301 geschaltet ist, ist, wie vorher angemerkt, nicht zwingend notwendig. Er wird jedoch hier eingesetzt, da die Spannungsquelle 301 einen Ausgangswiderstand von größer Null besitzt. Hierdurch bildet der Ausgangswiderstand der Spannungsquelle 301 zusammen mit dem Kondensator 302 einen Tiefpass aus. Dies hat die Folge, dass die Eingangsspannung in der Leitphase nicht zu sehr einbricht.

Die in Bezug auf Fig. 3 dargestellte Version eines Flyback-Converters stellt eine allgemeine Ausführungsform dar, bei der angenommen wird, dass der Schalter 320 über eine externe Regelung angesteuert wird. Es existieren auch integrierte Flyback-Converter-Schaltungen bei denen sowohl der Halbleiterschalter 320 als auch die Regelung vorgesehen sind, da dies die Gesamtlösung kleiner und günstiger macht. In den gängigen Flyback-Converter-Schaltungen wird für diese Regelung keine weitere Energieversorgung benötigt.

Eine etwas modifizierte Version eines Flyback-Converters ist in Fig. 4 dargestellt. In dieser Ausgestaltung eines Flyback-Converters sind ein zusätzlicher Kondensator 427 und eine weitere Diode 426 vorgesehen. Durch diesen Aufbau des Flyback-Converters kann eine Gleichrichtung der Ausgangsspannung mittels einer Greinacher-Schaltung erfolgen.

Hierbei wird in der Leitphase der Kondensator 427 über die Diode 426 auf die induzierte Spannung der Sekundärwicklung minus einer Diodenspannung geladen. Der Vorteil gegenüber dem in Fig.3 dargestellten Flyback-Converter liegt darin, dass die Diode 406 hier nur V_{out} plus eine Diodenspannung aushalten muss.

In der Sperrphase wird der Ladekondensator 407 über Diode 406 und den Kondensator 427 geladen. Die Diode 426 ist hierbei wiederum nur V_{out} plus einer Dioden-

spannung ausgesetzt. Die Diode 426 kann beispielsweise als Schottky-Diode ausgeführt sein.

Powermanagement-Schaltungen für kleine Eingangsspannungen, wie ein Flyback-Converter, werden oft im Zusammenhang mit Energy Harvesting eingesetzt. Dies bedeutet, dass mit Energiequellen, die eine sehr niedrige Spannung und nur geringe Leistung haben, eine ausreichende Spannung zum Betrieb von Bauteilen erzeugt werden soll. Als Beispiel für eine solche Energiequelle kann ein thermoelektrischer Generator, der auch als Thermogenerator bezeichnet werden kann, beispielsweise ein eTEG HV56 von Nextreme, angesehen werden. Dieser liefert bei einer Temperaturdifferenz von 8 K eine Ausgangsspannung ohne Last von 200 mV und hat einen Ausgangswiderstand von ca. $10\ \Omega$. Seine maximale Leistung liegt bei einer $10\ \Omega$ -Last bei 1 mW. Dies bedeutet, dass in diesem Fall die Ausgangsspannung bei 100 mV und der Ausgangsstrom bei 10 mA liegen. Neben dem Wirkungsgrad bei Schaltungen für solche Energiequellen ist vor allem die Leistungsanpassung (MPPT Maximum Power Point Tracking) wichtig.

Es sind Boost-Converter-Schaltungen bekannt, welche eine Leistungsanpassung aufweisen, die bereits ab 300 mV starten. Sobald sie einmal gestartet sind, können sie bei einer Eingangsspannung von 100 mV arbeiten. Bei diesen sehr niedrigen Eingangsspannungen wird allerdings ein sehr hohes Tastverhältnis verwendet, wodurch ein großer Anteil an Schaltverlusten vorliegt. Daher ist der Wirkungsgrad derartiger Schaltungen gering. Ein weiterer Nachteil dieser bekannten Schaltung ist, dass eine Regelung im nichtlückenden Betrieb kaum möglich ist.

Für noch kleinere Eingangsspannungen ist eine Lösung bekannt, bei der ein Oszillator mit Transformator und angeschlossenem Gleichrichter sowie Spannungsbegrenzer realisiert ist. Eine solche Schaltung wird beispielsweise von Linear Technology unter LTC3108 vertrieben. Hierbei ist die Schaltfrequenz von den Bauteilen abhängig, und es ist auch keine Leistungsanpassung möglich. Außerdem steigt der Eingangsstrom linear mit der Eingangsspannung, was eine niedrige maximale Eingangsspannung zur Folge hat.

Es sind auch Schaltungen bekannt, die die induzierte Spannung eines Transformators verwenden, um ein Energy Harvesting zu betreiben und mit einer Ladungspum-

pe eine negative Spannung zur Abschaltung eines Startoszillators erzeugen. Eine solche Schaltung ist beispielsweise aus US 7,170,762 B2 bekannt. Diese Schaltung weist systembedingt einen schlechten Wirkungsgrad auf. Auch ein nichtlückender Betrieb ist nicht möglich.

Der Erfindung liegt die **A u f g a b e** zugrunde, eine Flyback-Converter-Schaltung zu schaffen, welche günstig zu realisieren ist und eine geringe Startspannung benötigt.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß durch eine Flyback-Converter-Schaltung mit den Merkmalen des Anspruchs 1 gelöst.

Weitere vorteilhafte Ausführungsformen sind in den abhängigen Ansprüchen, der Beschreibung sowie in den Figuren und deren Beschreibung angegeben.

Gemäß Anspruch 1 wird eine gattungsgemäße Flyback-Converter-Schaltung dadurch erweitert, dass ein Starttransistor vorgesehen ist, welcher mit seinem Gateanschluss mit dem Wicklungsanfang der Sekundärwicklung des Transformators gekoppelt ist. Mit seinem Drainanschluss ist er mit dem Wicklungsende der Primärwicklung des Transformators verbunden. Mittels zumindest des Transformators und des Starttransistors wird ein Oszillator, insbesondere LC-Schwingkreis, ausgebildet. Ferner ist die Diode zwischen dem Wicklungsanfang der Sekundärwicklung des Transformators und dem Ladekondensator vorgesehen, wobei die Anode der Diode mit dem Ladekondensator verbunden ist und die Regelung mittels des Ladekondensators mit Strom versorgt wird. Hierbei ist es nicht erforderlich, dass die Diode direkt an dem Wicklungsanfang der Sekundärwicklung des Transformators angeschlossen ist. Es kann, wie beispielsweise bei der modifizierte Version eines Flyback-Converters, wie sie in der Fig. 4 dargestellt ist, auch ein Kondensator zwischengeschaltet sein.

Im Rahmen der Erfindung kann unter Primärwicklung oder Primärseite eines Transformators die Wicklung verstanden werden, an der die Eingangsspannung anliegt, und unter Sekundärwicklung bzw. Sekundärseite die Wicklung des Transformators, an der die Ausgangsspannung erzeugt wird. Eine Flyback-Converter-Schaltung im Sinne der Erfindung ist insbesondere ein Flyback-Converter mit vorgesehener Startschaltung. Gekoppelt kann im Rahmen der Erfindung als direkte Verbindung, wie auch als Verbindung über ein oder mehrere Bauelemente verstanden werden.

Ein Grundgedanke der Erfindung kann darin gesehen werden, einen Oszillator vorzusehen, der bereits bei niedrigen Spannungen anfängt, zu oszillieren. Mit diesem Oszillator können dann höhere, insbesondere negative, Spannungen erzeugt werden, um den Flyback-Converter zu starten, beziehungsweise mit seiner Regelung zu beginnen. Anschließend soll der Oszillator ausgeschaltet werden. Die Regelung kann über den Ausgang der Schaltung mit Energie versorgt werden.

Ein weiterer Grundgedanke, der der Erfindung zugrunde liegt, ist, nicht einen separaten Oszillator vorzusehen, sondern Bauteile, welche für den Flyback-Converter verwendet werden, zumindest teilweise auch für den Oszillator zu verwenden.

Mit der erfindungsgemäßen Flyback-Converter-Schaltung ergibt sich gegenüber herkömmlichen Boost-Converter-Schaltungen der Vorteil, dass ein kleineres Tastverhältnis und somit ein besserer Wirkungsgrad insbesondere bei kleineren Eingangsspannungen erreicht wird. Dies bedeutet, dass auch niedrigere Eingangsspannungen mit der Schaltung bedient werden können. Auch ist mit der erfindungsgemäßen Schaltung ein nichtlückender Betrieb selbst bei sehr kleinen Eingangsspannungen möglich.

Ein weiterer Vorteil der erfindungsgemäßen Flyback-Converter-Schaltung ist, dass sowohl ein lückender als auch ein nichtlückender Betrieb möglich ist. Somit kann eine Leistungsanpassung von sehr kleinen bis auf sehr große Widerstände erreicht werden. Auch kann die Schaltfrequenz relativ unabhängig gewählt werden. Somit ist es möglich, auch kleinere Transformatoren zu verwenden, wodurch wiederum die Gesamtkosten der Schaltung gesenkt werden. Zusätzlich kann die Eingangsspannung größer als die Ausgangsspannung sein. Ferner ist bei der erfindungsgemäßen Schaltung ein definierter maximaler Spulenstrom möglich, welcher eine Auslegung der Schaltung vereinfacht.

Grundsätzlich ist es bei der erfindungsgemäßen Schaltung möglich, den Transformator nur mit der Primärseite an das positive Potential der Spannungsquelle anzuschließen oder auch einen Anschluss der Sekundärseite mit dem positiven Potential der Eingangsspannung zu verbinden. Abhängig von dieser Ausführung ist es bevorzugt, wenn der Ladekondensator mit seiner zweiten Seite auf dem negativen oder positiven Potential der Eingangsspannung liegt. Im Rahmen der Beschreibung wird

das positive Potential der Eingangsspannung auch als V_{in+} , das negative Potential der Eingangsspannung als V_{in-} und das negative Potential der Ausgangsspannung als V_{out-} bezeichnet. Das positive Potential der Ausgangsspannung liegt an der zweiten Seite des Ladekondensators an und entspricht je nach exaktem Aufbau der erfindungsgemäßen Flyback-Converter-Schaltung entweder V_{in+} oder V_{in-} .

Es kann ein zweiter Halbleiterschalter vorgesehen sein, um den Sourceanschluss des Starttransistors von V_{in-} zu trennen. Eine andere Möglichkeit ist es, mittels eines an anderer Stelle angeordneten zweiten Halbleiterschalters den Starttransistor hochohmig zu schalten, indem sein Gate auf V_{out-} gelegt wird. Zudem kann das Gate des Starttransistors über einen Widerstand, zur Arbeitspunkteinstellung, mit dem positiven Potential der Eingangsspannung verbunden sein. Beide Varianten ermöglichen ein Abschalten des Oszillators, sobald der Flyback-Converter mit seiner Regelung sicher angelaufen ist. Grundsätzlich sind aber auch andere Möglichkeiten denkbar, um den Oszillator abzuschalten.

Um den Zeitpunkt zu bestimmen, an dem der Oszillator abgeschaltet werden kann, und die Regelung für den Flyback-Converter sicher gestartet werden kann, ist es bevorzugt, einen Komparator vorzusehen. Dieser kann beispielsweise an Hand einer Referenzspannung erkennen, wann eine ausreichende Spannung am Ladekondensator zur Verfügung steht, um die Regelung auf eine sichere Weise zu starten.

Zum Anschluss des Positiven Potentials der Spannungsquelle eignet sich insbesondere der Wicklungsanfang der Primärwicklung des Transformators.

Grundsätzlich kann der Transformator ein beliebiges Windungsverhältnis aufweisen. Vorteilhaft ist es, wenn dieses Windungsverhältnis 1:100 beträgt. Je größer N gewählt wird, umso eine größere Ausgangsspannung kann bei einer geringen Eingangsspannung erzeugt werden. Jedoch müssen die hierbei entstehenden Spitzenströme und Spitzenspannungen bei der Auslegung der Schaltung, insbesondere der Bauteile, berücksichtigt werden.

Als Starttransistor kann ein selbstleitender n-MOSFET oder ein nativer n-MOSFET oder ein n-JFET eingesetzt werden. Ebenso ist es möglich, einen selbstleitenden Dual-Gate n-MOSFET hierfür zu verwenden, wobei dieser dann auch den Abschalttransistor beinhaltet.

In einer bevorzugten Ausführungsform sind für eine Ansteuerung des Halbleiterschalters durch die Regelung ein Ansteuerungskondensator und eine Ansteuerungsdiode vorgesehen. Hierbei kann der Ansteuerungskondensator auf einer Seite mit der Regelung und auf der anderen Seite mit der Kathode der Ansteuerungsdiode verbunden sein. Des Weiteren ist es vorgesehen, dass die Kathode der Ansteuerungsdiode sowie die zweite Seite des Ansteuerungskondensators mit dem Gate des Halbleiterschalters verbunden sind. Hierdurch wird es möglich, eine definierte Spannung für den Halbleiterschalter zur Verfügung zu stellen, so dass der Flyback-Converter in effizienter Weise betrieben werden kann.

Die Anode der Ansteuerungsdiode kann mit V_{in-} verbunden sein.

Die Erfindung wird nachfolgend anhand von Ausführungsbeispielen und schematischen Zeichnungen näher erläutert. In diesen Zeichnungen zeigen:

- Fig. 1 eine erste Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Flyback-Converter-Schaltung;
- Fig. 2 eine zweite Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Flyback-Converter-Schaltung;
- Fig. 3 ein Beispiel für einen Flyback-Converter; und
- Fig. 4 ein weiteres Beispiel für einen Flyback-Converter.

In den Figuren werden gleiche beziehungsweise ähnliche Bauteile mit denselben Bezugszeichen bezeichnet, wobei jeweils die erste Ziffer unterschiedlich ist und die Figur anzeigt. Hierbei wird zur Vermeidung von Wiederholungen auf Bauteile mit derselben Funktion nicht zwingend erneut eingegangen.

In Fig. 1 ist eine erste Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Flyback-Converter-Schaltung dargestellt. Der Flyback-Converter wird hierbei durch einen Transformator 103, eine Diode 106, einen Ladekondensator 107 und einen Halbleiterschalter 120 ausgebildet. Der Flyback-Converter wird durch eine Spannungsquelle 101 mit Energie versorgt. Parallel zu der Spannungsquelle 101 befindet sich wiederum ein Kondensator 102, der dieselbe Wirkung wie bereits zuvor in Bezug auf Figur 3 beschrieben ist, hat. Der Oszillator zum Starten wird in dieser Ausführungs-

form durch den Transformator 103 und den Starttransistor 104 ausgebildet. Die Frequenz (f) des Oszillators bestimmt sich entsprechend:

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L(sec) \times C}}$$

wobei hierbei C die Summe der Eingangskapazität des Transistors 104 und der Kapazität der Sekundärseite des Transformators 103 und L (sec) die Induktivität der Sekundärseite des Transformators 103 ist.

Der Transistor 104 kann beispielsweise als selbstleitender n-MOSFET oder als n-JFET ausgebildet sein. Hierbei liegt die Gate-Source-Abschaltspannung des selbstleitenden n-MOSFETs beziehungsweise die Gate-Source-Abschaltspannung des n-JFET jeweils unter 0 V, beispielsweise bei -0,5 V. Anschließend an den Starttransistor 104 ist ein weiterer selbstleitender n-MOSFET 105 mit einer Schwellenspannung von beispielsweise -1,2 V vorgesehen, um den Oszillator nach Start der Regelung des Flyback-Converters abzuschalten. Grundsätzlich ist es möglich, die Anordnung der zwei Transistoren 104 und 105 zu vertauschen, sie können auch als selbstleitender Dual-Gate n-MOSFET ausgeführt sein.

Im Folgenden wird kurz auf die Funktionsweise der erfindungsgemäßen Schaltung eingegangen. Sobald an der Spannungsquelle 101 die Spannung ansteigt, steigt der Strom in der Primärwicklung des Transformators 103 und gleichzeitig wird in der Sekundärwicklung des Transformators 103 eine Spannung induziert, welche die Gatespannung am Transistor 104 erhöht. Dadurch wird der Transistor 104 niederohmiger und der Strom kann weiter ansteigen. Durch die ohmschen Spannungsabfälle verkleinert sich die an der Primärwicklung anliegende Spannung, dadurch sinkt die Spannung am Gate des Transistors 104, dieser wird hochohmiger und dies bewirkt eine weitere Abnahme der Spannung an der Primärwicklung. Dies führt in weiterer Folge zu einer negativen Gatespannung am Starttransistor 104, welcher bei seiner Schwellenspannung abschaltet. Der Strom kann dann nur mehr, wie bereits beim Flyback-Converter beschrieben, in der Sekundärseite des Transformators 103 weiterfließen. Dies bewirkt, dass der Ladekondensator 107 auf eine geringe Spannung aufgeladen wird. Dieses Aufladen findet über die Diode 106 statt, so dass die in den Kondensator 107 geladene Energie nicht mehr abfließen kann. Der Strom in der Se-

kundärwicklung des Transformators 103 geht nun gegen Null, die Gatespannung am Transistor 104 wird ebenfalls 0 V und der Strom in der Primärwicklung des Transformators 103 beginnt wieder zu steigen. Die periodischen Strompulse laden den Ladekondensator 107 auf eine immer höhere Spannung.

Über drei Widerstände 112, 113, 114 und eine Referenzspannungsquelle 110 überwacht ein Komparator 111 die Spannung, welche am Ladekondensator 107 anliegt. Beispielsweise schaltet der Komparator bei 1,8 V unter der Annahme, dass die drei Widerstände 112, 113 und 114 jeweils gleich groß sind, und die Referenzspannungsquelle 110 eine Referenzspannung von 1,2 V liefert.

Das Umschalten des Komparators 111 bewirkt, dass der Ausgang eines Inverters 115 von anfänglich V_{in-} auf 1,8 V unterhalb dieses Potentials geschalten wird. Dies bewirkt, dass der Transistor 105 abschaltet und der Oszillator gestoppt wird.

Durch das Umschalten des Komparators 111 wird auch eine Regelung 116 aktiv. Diese kann nun, da die Spannung am Ladekondensator 107 groß genug ist, auch über diesen versorgt werden. Bis jetzt war ein Treiber 117, welcher nach der Steuerung oder Regelung 116 vorgesehen ist, ohne Signal, also auf low. Hierdurch ist ein Ansteuerungskondensator 118 bereits auf 1,8 V abzüglich der Diodenspannung der Ansteuerungsdiode 119 aufgeladen. Da dieser Spannungsabfall möglichst gering gehalten werden soll, kann die Diode 119 beispielsweise als Schottkydiode ausgeführt sein. Sobald der Treiber 117 auf high schaltet, wird durch diesen Umschaltvorgang das Gate des Halbleiterschalters 120 aufgeladen. Hierbei hängt die exakte Spannung vom Verhältnis der Größe der Kapazität des Kondensators 118 und der Eingangskapazität des Halbleiterschalters oder Transistors 120 ab.

Daher sollte der Kondensator 118 im Verhältnis zur Eingangskapazität des Halbleiterschalters 120 groß sein. Beispielsweise ist es möglich, hierbei ein Verhältnis von 1 nF zu 40 pF vorzusehen. Durch die exakte Auslegung muss sichergestellt werden, dass die resultierende Gatespannung über der Schwellenspannung des Halbleiterschalters 120 liegt. Der Halbleiterschalter 120 kann beispielsweise als selbstsperrender n-MOSFET mit einer Schwellenspannung von 0,8 V ausgeführt sein.

Es ist ebenfalls möglich, den Transistor 120 als selbstsperrenden p-MOSFET auszuführen, sofern die Überspannung beim Abschalten des Transistors 120 am Wicklungsende der Primärwicklung des Transformators 103 kleiner als die Schwellenspannung des p-MOSFETs ist. Diese entspricht der Summe der Ausgangsspannung und der Diodenspannung dividiert durch das Windungsverhältnis. In diesem Fall wird der p-MOS Transistor mit V_{in+} sperrend und mit V_{out-} leitend angesteuert. Dann können der Ansteuerungskondensator 118 und die Ansteuerungsdiode 119 eingespart werden.

Sobald der Treiber 117 wieder auf low schaltet, ist die Spannung am Ansteuerungskondensator 118 kleiner als vor diesem Schaltzyklus, wodurch der Ansteuerungskondensator 118 über die Ansteuerungsdiode 119 wieder aufgeladen wird. Ferner ist ein Widerstand 121 parallel zum Ansteuerungskondensator 118 vorgesehen. Dieser dient dazu, den Kondensator 118 zu entladen, sobald die Schaltung abgeschaltet wird, dies bedeutet, dass die Eingangsspannung auf 0 V sinkt.

Der Widerstand 121 kann einen Wert von beispielsweise 100 M Ω aufweisen. Unter Umständen kann dieser Widerstand jedoch auch eingespart werden, wenn ausreichend parasitäre Widerstände der Schaltung, beispielsweise durch die Kapazität, die vorhandenen Dioden, das Gate des Halbleiterschalters 120 oder die Platine selbst vorhanden sind.

Die Diode 106 kann grundsätzlich eine Schottkydiode sein oder einen n-MOSFET parallel geschaltet haben, welcher von der Regelung angesteuert wird. Hierbei kann die Diode auch die parasitäre Diode dieses n-MOSFET sein.

Die Regelung 116 kann so ausgelegt sein, dass sie mittels der Frequenz und des Tastverhältnisses des Converters die Spannung an dem Ladekondensator 107 auf die gewünschte Ausgangsspannung regelt (Pulsweitenmodulation PWM). Es ist auch eine reine Pulsfrequenzmodulation (PFM) oder kombinierte PWM/PFM möglich. In der Ausführungsform nach Fig. 1 soll der Widerstandsabgriff zwischen den Widerständen 113 und 114 auf den Wert der Referenzspannung 110 geregelt werden und es soll eine Ausgangsspannung von 3,6 V erreicht werden. Hierzu kann auch eine Leistungsanpassung vorgesehen sein.

Die hier gezeigte Schaltung kann mit einem Transformator, der ein Wicklungsverhältnis von 1:100 aufweist, ab ca. 20 mV starten. Die maximale Eingangsspannung wird bei der erfindungsgemäßen Schaltung nur durch die Maximalspannungen der Diode 106 und der Transistoren 104, 105 und 120 beschränkt.

In Fig. 2 ist eine andere Ausführungsform der erfindungsgemäßen Flyback-Converter-Schaltung gezeigt. Diese stellt eine Weiterentwicklung basierend auf der in Fig. 1 gezeigten Schaltung dar. Sie hat den Vorteil, dass kleinere Spannungen an den Transistoren anliegen, wodurch diese günstiger ausgeführt werden können. Außerdem wird in dieser Ausführungsform eine andere Möglichkeit zum Abschalten des Oszillators gezeigt, welche auch in der Schaltung nach Fig. 1 verwendet werden kann.

Bei dieser Ausführungsform erfolgt über einen Kondensator 208 eine kapazitive Kopplung zwischen dem Wicklungsanfang der Sekundärwicklung des Transformators 203 und dem Gateanschluss des Starttransistors 204. Mit einem Widerstand 209 wird der Arbeitspunkt des Transistors 204 eingestellt. Außerdem wurde der Inverter 115 aus Fig. 1 durch einen Transistor 222 und den Widerstand 209 ersetzt. Bevorzugt hat der Transistor 222 eine Schwellenspannung, welche größer ist als die Versorgungsspannung, ab der der Ausgang des Komparators 211 definiert ist. Dies bewirkt, dass der Transistor 222 bis zum Umschalten des Komparators 211 nicht durchschaltet. Nach dem Umschalten wird die Gatespannung des Transistors 204 auf V_{out-} geschaltet, wodurch der Oszillator gestoppt wird. In der Formel für die Frequenz des Oszillators muss entsprechend für die Schaltung nach Fig. 2 die Eingangskapazität des Transistors 104 durch die Serienschaltung der Kapazität 208 mit der Summe der Eingangskapazität des Transistors 204 und der Ausgangskapazität des Transistors 222 ersetzt werden. Diese Summe sollte gegenüber der Kapazität des Kondensators 208 klein sein, um eine gute Kopplung zu erreichen. Der Widerstand 209 kann hochohmig sein und beispielsweise einen Wert von 10 M Ω aufweisen.

In der Ausführungsform nach Fig. 2 kann der Starttransistor 204 als selbstleitender MOSFET mit einer Schwellenspannung von -0,5 V, als n-JFET mit einer Gate-Source-Abschaltspannung von -0,5 V oder als nativer MOSFET mit einer Schwellenspannung von 0 V ausgeführt werden. Der Widerstand 209 kann mit einer ersten Sei-

te mit V_{in+} , V_{in-} oder dem Wicklungsanfang der Sekundärwicklung des Transformators 203 verbunden sein, wobei beim n-JFET die Verbindung mit V_{in-} und beim nativen MOSFET die beiden anderen Möglichkeiten bevorzugt werden.

Grundsätzlich können die Bulk-Anschlüsse der Transistoren 104, 105, 120, 204 und 220 auf V_{in-} liegen, um den Bulk-Effekt zu eliminieren. Hierzu ist ein Fertigungsprozess mit isolierten n-MOS Transistoren notwendig. Allerdings ist es auch möglich, den Transistor 220 wiederum als p-MOSFET auszuführen. Hierzu gelten dieselben Vorgaben, wie bereits in Bezug auf Fig. 1 erwähnt. Zusätzlich ist jedoch noch zu berücksichtigen, dass beim Start der Regelung das negative Ausgangsspannungspotential um mehr als eine Schwellenspannung unter V_{in-} liegen muss. Dies kann insbesondere bei schnell ansteigenden Eingangsspannungen zu Problemen führen.

Es kann in beiden Ausführungsformen vorteilhaft sein, für das Gate der Transistoren 104 bzw. 204 einen entsprechenden Überspannungsschutz vorzusehen.

Die Funktionsweise der hier dargestellten Schaltung entspricht der von Fig. 1. Es liegen jedoch einige geringere Unterschiede vor, auf die im Folgenden genauer eingegangen wird. Das Gate des Starttransistors 204 hat zu Beginn das positive Eingangsspannungspotential, was bei kleinen Eingangsspannungen und guter Kopplung durch den Kondensator 208 praktisch zum gleichen Verhalten wie in Fig.1 beschrieben führt.

Der Ansteuerungskondensator 218 wird in Fig. 2 nur auf einen Wert entsprechend V_{in-} abzüglich des negativen Ausgangsspannungspotentials minus einer Diodenspannung aufgeladen. Der Entladungswiderstand 221 ist in dieser Version parallel zur Ansteuerungsdiode 219 verschaltet. Hierdurch kann der Ansteuerungskondensator 218 entladen werden, zusätzlich ergibt sich der Vorteil, dass über den Entladungswiderstand 221 während des Startvorganges gegenüber der Schaltung nach Fig. 1 ein kleinerer Strom fließen kann.

Des Weiteren ist eine zusätzliche Diode 224 vorgesehen. Diese kann bei einer integrierten Lösung als ESD-Schutzdiode realisiert werden. Es ist ebenfalls möglich, eine Schottky-Diode vorzusehen. Ein weiterer Vorteil ist, dass der Ladekondensator 207 in diesem Fall direkt über die Energiequelle 201 geladen werden kann, wodurch der

Startvorgang beschleunigt wird. Auch kann hierdurch bei großen Eingangsspannungen der Startvorgang über den Oszillator überflüssig werden.

Zusätzlich zu den hier gezeigten Eingängen der Regelung 216 kann es notwendig sein, weitere Eingänge, beispielsweise einen Eingang für V_{in} - und Regelgrößen, die von den Strömen durch die Diode 206 und den Transistor 220 oder von der Temperatur abhängen, vorzusehen. Dies kann auch bei der Steuerung entsprechend Fig. 1 der Fall sein.

In einer abweichenden Ausführungsform der Schaltungen nach Fig. 1 und Fig. 2 kann der Treiber 117 bzw. 217, der Ansteuerungskondensator 118 bzw. 218, die Ansteuerungsdiode 119 bzw. 219, der Transistor 120 bzw. 220 und der Entladungswiderstand 121 bzw. 221 auch in zwei Teile aufgespalten werden, bei dem der erste Teil ein Verhältnis von 5:1 und der zweite ein kleineres von 1:1 zwischen der Kapazität des Ansteuerungskondensators 118 bzw. 218 und der Eingangskapazität des Transistors 120 bzw. 220 aufweist. Hierbei kann der erste Teil ab einer Ausgangsspannung beispielsweise von 1,8 V verwendet werden, der zweite zusätzlich ab 3 V. Dies führt insbesondere bei integrierten Schaltungen, bei denen auch der Ansteuerungskondensator 118 bzw. 218 integriert ausgeführt werden soll, zu einer Platzersparnis.

Die aufgezeigte Ausführungsform der erfindungsgemäßen Flyback-Converter-Schaltung kann bei der Verwendung eines Transformators mit einem Wicklungsverhältnis von 1:100 bereits ab 20 mV starten. Eine Beschränkung der Höhe der Eingangsspannung liegt durch die Ausgangsspannung und die Schwellenspannung des Transistors 204 vor, jedoch nicht durch die Maximalspannungen der Transistoren.

Mit der vorliegenden Flyback-Converter-Schaltung wird eine Schaltung angegeben, welche kostengünstig zu realisieren ist und bei geringen Eingangsspannungen arbeitet.

ANSPRÜCHE

1. Flyback-Converter-Schaltung

mit

- einem Transformator (103, 203), welcher eine Primärwicklung und eine Sekundärwicklung mit jeweils einem Wicklungsanfang und einem Wicklungsende aufweist,
- einem Ladekondensator (107, 207),
- einer Diode (106, 206),
- einem Halbleiterschalter (120, 220) und
- einer Regelung (116, 216), welche einen Flyback-Converter ausbilden, wobei die Regelung (116, 216) ausgebildet ist, den Halbleiterschalter (120, 220) nach dem Start des Flyback-Converters zu steuern,

dadurch gekennzeichnet,

dass ein Starttransistor (104, 204) vorgesehen ist, welcher mit seinem Gateanschluss mit dem Wicklungsanfang der Sekundärwicklung des Transformators (103, 203) gekoppelt und mit seinem Drainanschluss mit dem Wicklungsende der Primärwicklung des Transformators (103, 203) verbunden ist, wobei zumindest mittels des Transformators (103, 203) und des Starttransistors (104, 204) ein Oszillator ausgebildet ist,

dass der Ladekondensator (107, 207) die Regelung (116, 216) mit Energie versorgt und

dass die Diode (106, 206) zwischen dem Wicklungsanfang der Sekundärwicklung des Transformators (103, 203) und dem Ladekondensator (107, 207)

vorgesehen ist, wobei die Anode der Diode (106, 206) mit dem Ladekondensator (107, 207) verbunden ist.

2. Flyback-Converter-Schaltung nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
dass die zweite Seite des Ladekondensators (107, 207) auf dem negativen oder positiven Potential der Eingangsspannung liegt.
3. Flyback-Converter-Schaltung nach Anspruch 1 oder 2,
dadurch gekennzeichnet,
dass ein zweiter Halbleiterschalter (105) vorgesehen ist, um den Sourceanschluss des Starttransistors (104) vom negativen Potential der Eingangsspannung zu trennen.
4. Flyback-Converter-Schaltung nach Anspruch 1 oder 2,
dadurch gekennzeichnet,
dass ein zweiter Halbleiterschalter (222) vorgesehen ist, um den Starttransistor (204) hochohmig zu schalten.
5. Flyback-Converter-Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 4,
dadurch gekennzeichnet,
dass ein Komparator (111, 211) zum Erkennen einer ausreichenden Spannung für den Betrieb der Regelung (116, 216) zur Steuerung des Halbleiterschalters (120, 220) des Flyback-Converters vorgesehen ist.
6. Flyback-Converter-Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 5,
dadurch gekennzeichnet,
dass der Wicklungsanfang der Primärwicklung des Transformators (103, 203) mit einem positiven Potential einer Spannungsquelle (101, 201) verbindbar ist.
7. Flyback-Converter-Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 6,
dadurch gekennzeichnet,

dass der Transformator (103, 203) ein Windungsverhältnis von mindestens 1:10, bevorzugt 1:100, aufweist.

8. Flyback-Converter-Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 7,
dadurch gekennzeichnet,
dass der Starttransistor (104, 204) als selbstleitender n-MOSFET, als nativer n-MOSFET oder als n-JFET ausgebildet ist.
9. Flyback-Converter-Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 8,
dadurch gekennzeichnet,
dass für eine Ansteuerung des Halbleiterschalters (120, 220) durch die Regelung (116, 216) ein Ansteuerungskondensator (118, 218) und eine Ansteuerungsdiode (119, 219) vorgesehen sind,
dass der Ansteuerungskondensator (118, 218) auf einer Seite mit der Regelung (116, 216) gekoppelt und auf der anderen Seite mit der Kathode der Ansteuerungsdiode (119, 219) verbunden ist,
dass die Kathode der Ansteuerungsdiode (119, 219) sowie die zweite Seite des Ansteuerungskondensators (118, 218) mit dem Gate des Halbleiterschalters (120, 220) verbunden sind.
10. Flyback-Converter-Schaltung nach Anspruch 9,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Anode der Ansteuerungsdiode (119, 219) mit dem negativen Potential der Eingangsspannung verbunden ist.

Zusammenfassung

Die Erfindung betrifft eine Flyback-Converter-Schaltung mit einem Transformator, einem Ladekondensator, einer Diode, einem Halbleiterschalter und einer Regelung, welche einen Flyback-Converter ausbilden, wobei die Regelung ausgebildet ist, den Halbleiterschalter nach dem Start des Flyback-Converters zu steuern. Der Transformator weist eine Primärwicklung und eine Sekundärwicklung mit jeweils einem Wicklungsanfang und einem Wicklungsende auf. Ferner ist ein Starttransistor vorgesehen, welcher mit seinem Gateanschluss mit dem Wicklungsanfang der Sekundärwicklung des Transformators gekoppelt und mit seinem Drainanschluss mit dem Wicklungsende der Primärwicklung des Transformators verbunden ist, wobei zumindest mittels des Transformators und des Starttransistors ein Oszillator ausgebildet ist. Außerdem versorgt der Ladekondensator die Regelung mit Energie. Die Diode ist zwischen dem Wicklungsanfang der Sekundärwicklung des Transformators und dem Ladekondensator vorgesehen, wobei die Anode der Diode mit dem Ladekondensator verbunden ist.

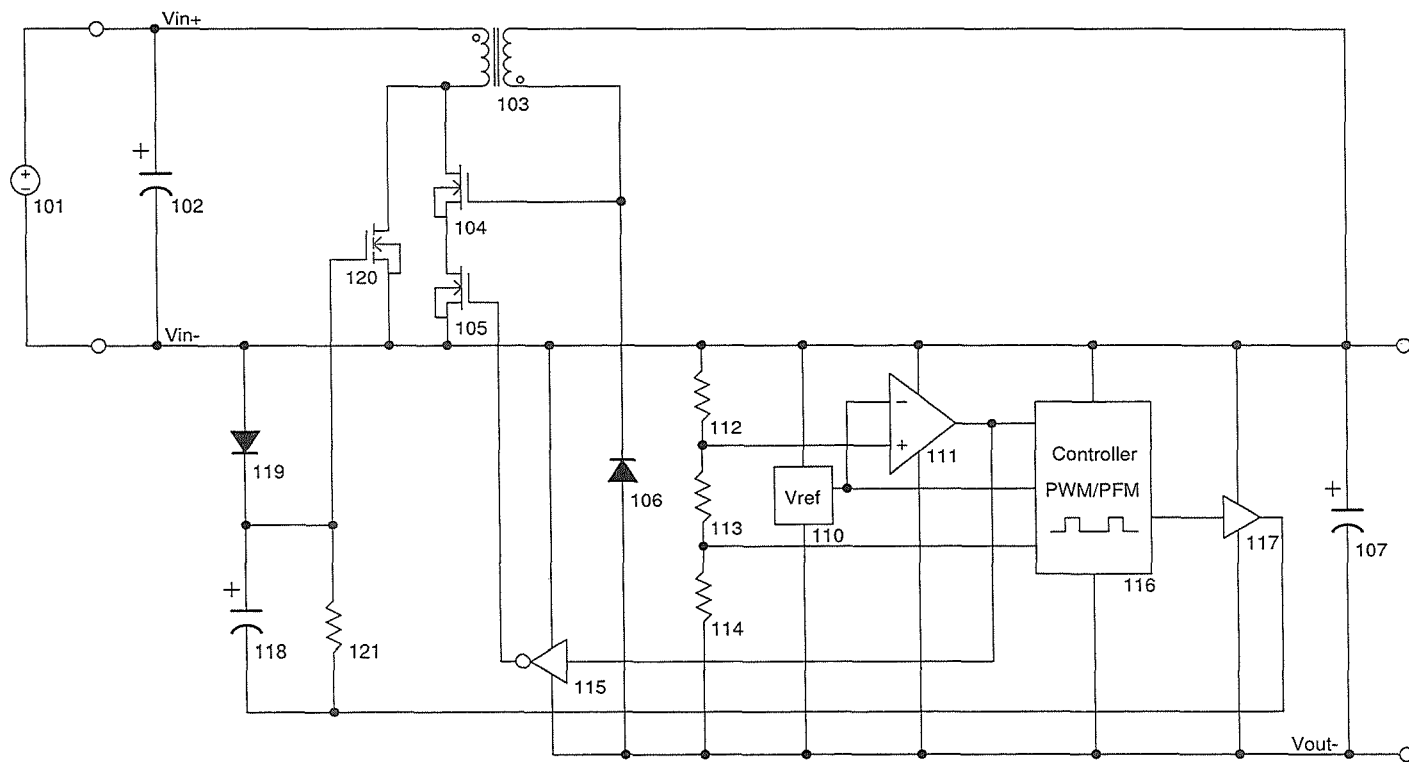


Fig.1

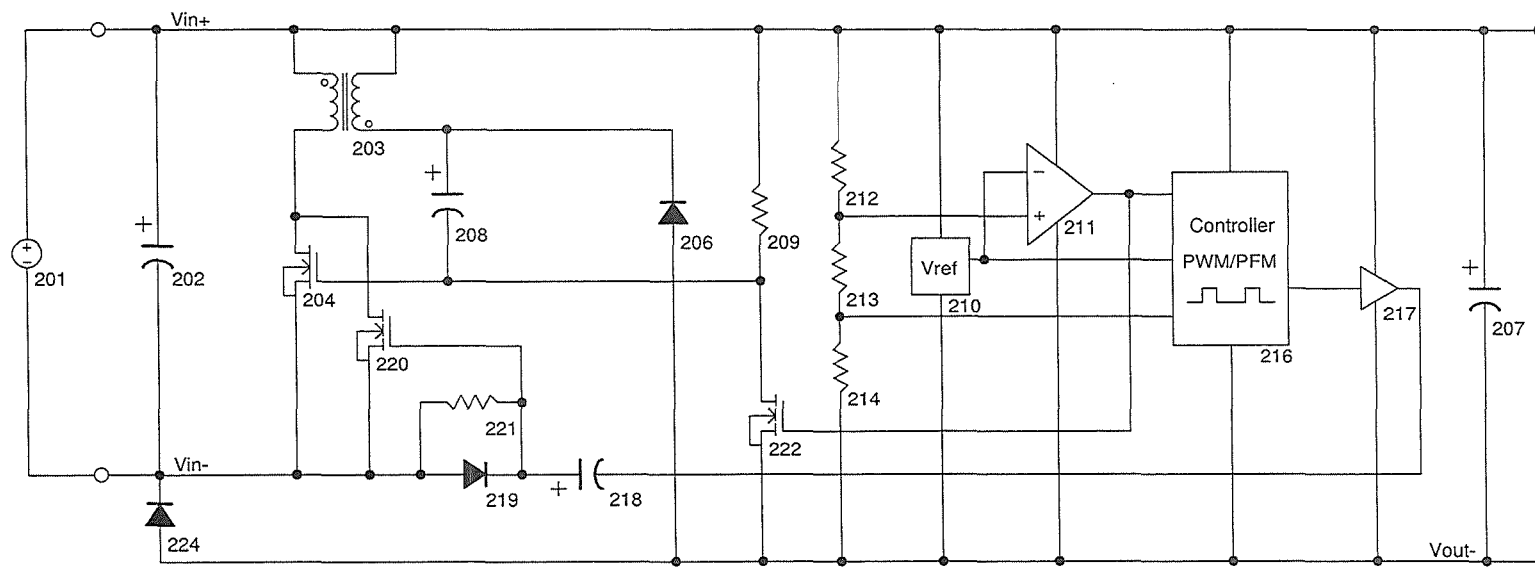


Fig.2

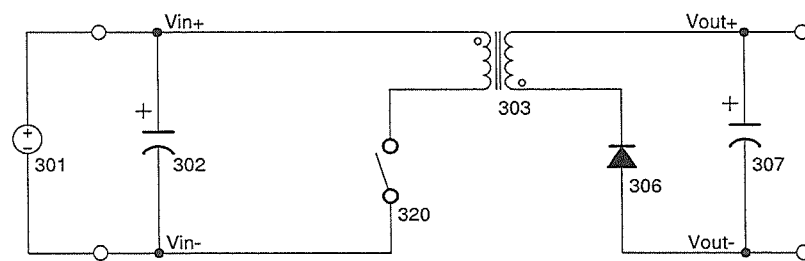


Fig.3

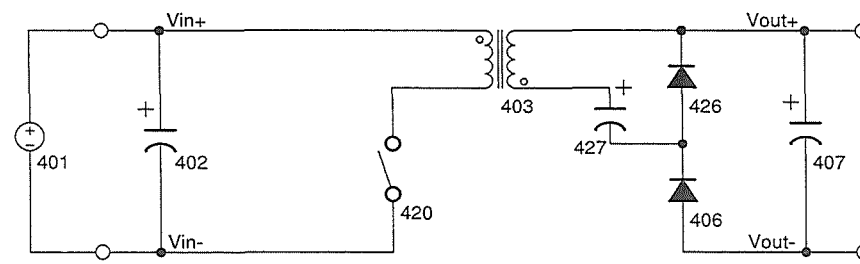


Fig.4