

# XI Leistungselektronik

## XI.1 Einsatz des Thyristors

Durch seine Kombination von sehr hohen Sperrspannungen und Durchlaßströmen ist der Thyristor das Bauelement der Leistungselektronik für allerhöchste Leistungen. Man findet ihn deshalb bei der Hochspannungs-Gleichstromübertragung (HGÜ), in Drehstromantrieben variabler Frequenz, Walzwerken, Elektrolokomotiven und Hochleistungs-Schaltnetzteilen. Der Thyristor sperrt immer bei negativer Anode, bei positiver Anode kann er durch Ansteuerung am Gate gezündet werden. Er bleibt gezündet, solange Strom fließt. Für den Einsatz bei Wechselspannung gibt es "Triacs", zwei antiparallele Thyristoren mit gemeinsamem Gate, die aber auf kleinere Ströme bis ca. 30 A beschränkt sind.

Entsprechend seiner Funktion als elektronischer Schalter wird der Thyristor in Reihe mit einem Lastwiderstand an die Versorgungsspannung gelegt. Auch in dieser einfachen Anordnung müssen einige Besonderheiten des Thyristors berücksichtigt werden. Beim Zünden darf der Strom nur mit einer gewissen Maximalgeschwindigkeit ansteigen, da sich der gezündete Bereich erst über die gesamte stromtragende Fläche des Thyristors ausbreiten muß. In Daten-

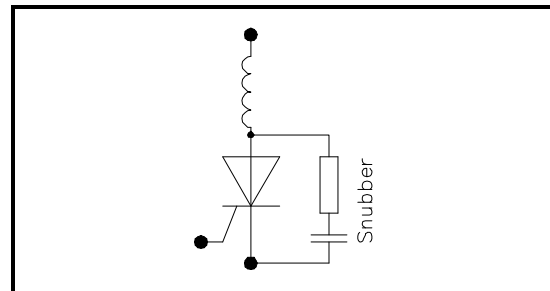


Abb. 11-1: Snubber

blättern findet man die maximal zulässige Anstiegsgeschwindigkeit des Stroms  $di/dt$  angegeben. Zur Verzögerung des Stromanstiegs schaltet man eine Induktivität in Serie mit dem Thyristor. Andererseits muß nach dem Zünden zumindest der Haltestrom fließen, um den Thyristor gezündet zu halten. Dieser Strom wird von einer als Snubber bezeichneten RC-Kombination parallel zum Thyristor geliefert. Nach dem Zünden entlädt sich der Kondensator über den Widerstand und überbrückt so die Zeit bis zum Erreichen des Haltestroms. Noch ein Problem besteht darin, daß bei sehr schnellen Anstiegen  $dU_a/dt$  der Anodenspannung der Thyristor durch kapazitive Einkopplung in das Gate "über Kopf" gezündet werden kann. Dies kann sehr gefährlich werden, da die Zündung nicht an der dafür vorgesehenen Stelle des Thyristorchips erfolgt.

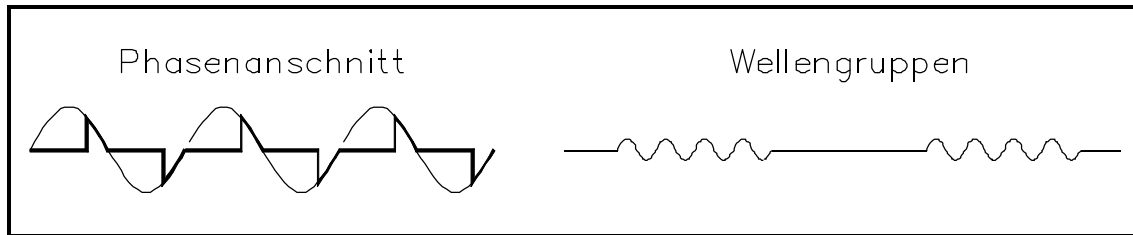


Abb. 11-2: Arten der Stromsteuerung im Thyristor

### a) Thyristorspezifische Daten

$I_h$	Haltestrom, bei dem der Th. sicher gezündet bleibt
$di/dt$	Kritische Stromanstiegsgeschwindigkeit
$dU/dt$	Zulässige Spannungsanstiegsgeschwindigkeit ohne Zündung "über Kopf"

### b) Betriebsweisen des Thyristors

Im Wechselstrombetrieb erlischt der Thyristor automatisch im Nulldurchgang des Stroms, doch braucht man je einen Thyristor für die beiden Stromrichtungen oder einen Triac. Man unterscheidet hier 2 Methoden:

Bei der Phasenanschnittsteuerung wird der Thyristor in jeder Halbwelle einmal gezündet und leitet bis zum Nulldurchgang. Gut daran ist die schnelle Steuerung mit 100 Strompaketen pro Sekunde, weniger gut dagegen sind die raschen Stromanstiege beim Zünden, die zur Entstörung Drosseln und RC-Glieder (Snubber) erfordern. Sehr nachteilig ist die nicht sinusförmige Belastung des Netzes, die zu einer Verzerrung der Wellenform führt. Der zeitlich verzögerte Stromeinsatz bewirkt, daß der Schwerpunkt des Stromflusses zeitlich nach dem Maximalwert der Spannung liegt. Diese induktive Lastkomponente findet bei den Energieversorgungsunternehmen sehr wenig Gegenliebe.

Im Phasenanschnittsbetrieb arbeiten vor allem die stufenlosen Helligkeitsregler (Dimmer) und Motorregler bei kleinen Leistungen. Der Wellengruppenbetrieb eignet sich für träge Verbraucher hoher Leistung wie beispielsweise Elektrowärmegeräte. Auch die thyristorbestückten Halbleiter-Relais arbeiten im Wellengruppenbetrieb.

Die Wellengruppensteuerung (auch Paketsteuerung) vermeidet diese Nachteile durch das Einschalten einer oder mehrerer vollständiger Netzperioden im Nulldurchgang der Spannung.

Bei der Wellengruppensteuerung wird im Nulldurchgang der Spannung eingeschaltet. Dies kann bei induktiver Last Probleme machen. Im Moment des Einschaltens ist der Strom = 0, wenn er sonst seinen negativen Maximalwert hätte. Während des gesamten ersten Wellenbergs der Wechselspannung steigt der Strom an und erreicht dabei Werte, die im laufenden Betrieb niemals vorkommen.

Moderne Bauelemente halten diesen Stoßstrom aus, dabei können aber durchaus Sicherungsautomaten "aus unerklärlichen Gründen" auslösen.

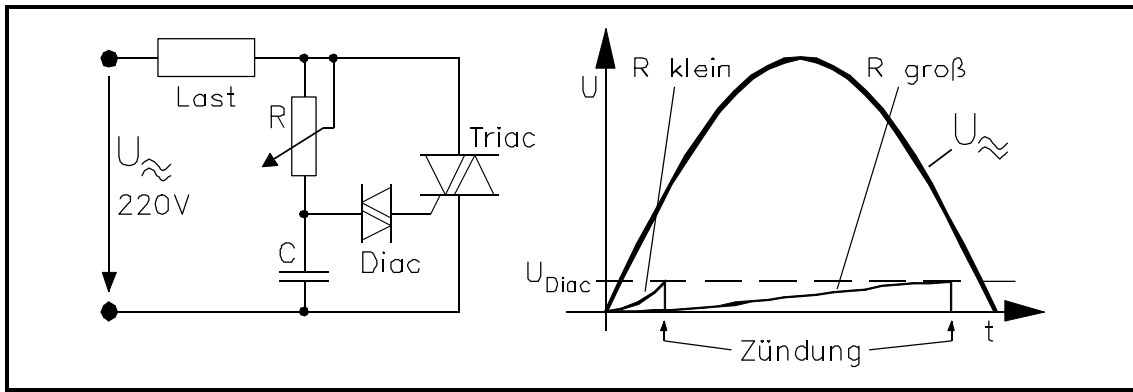


Abb. 11-3: Einfache Phasenanschnittsteuerung im Dimmer

c) Einfache Phasenanschnittsteuerung

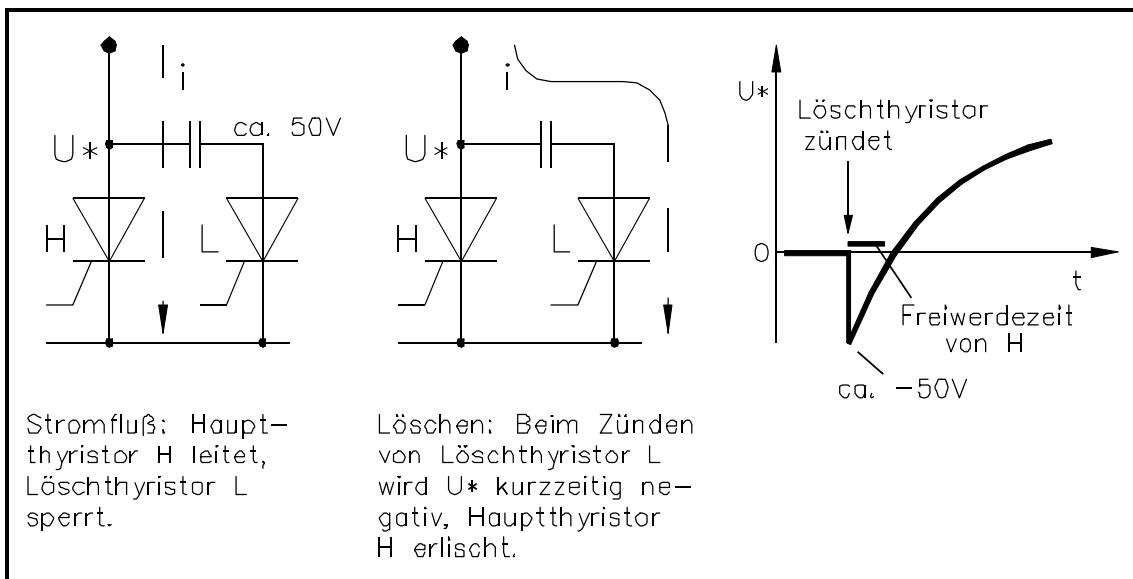
Dimmern zur Helligkeitsregelung von Lampen verwenden Phasenanschnittsteuerung. Sie enthalten neben dem Triac ein Potentiometer, einen Kondensator und einen Diac, einen gateloser Triac, der bei ca. 30V von selbst zündet. In jeder Halbwelle der Netzspannung wird der Kondensator je nach Stellung des Potentiometers mehr oder weniger schnell aufgeladen. Beim Erreichen seiner Zündspannung entlädt der Diac den Kondensator ins Gate des Triacs. Dieser zündet seinerseits und legt die Last an die Netzspannung.

Ist der Widerstand R des Potentiome-

ters klein, so zündet der Triac früh und die Last bekommt die volle Leistung. Bei großem R wird spät gezündet und die Leistung ist gering. Die Zündspannung des Diac wird in diesem Fall schleichend erreicht und kleine Störungen können den Zündzeitpunkt weit verschieben.

c) Der Thyristor an Gleichspannung

Bei Betrieb an Gleichspannung muß der Thyristor mit einer speziellen Kommutierungsschaltung gelöscht werden. Diese besteht in der Regel aus einem zweiten Thyristor in Reihe mit einem aufgeladenen Kondensator. Beim Zünden des Löschyristors wird der Hauptthyristor vorübergehend gesperrt. Der volle Laststrom



Stromfluß: Hauptthyristor H leitet, Löschyristor L sperrt.

Löschen: Beim Zünden von Löschyristor L wird  $U^*$  kurzzeitig negativ, Hauptthyristor H erlischt.

Abb. 11-4: Kommutierung bei Gleichstrombetrieb

fließt jetzt durch Löschthyristor und Kondensator, der schnell aufgeladen wird. Der Kondensator muß so groß sein, daß  $U^*$  erst nach Ablauf der Freiwerdezeit des Hauptthyristors über 0V ansteigt. Der Löschthyristor erlischt durch Unterschreiten des Haltestroms nach vollständiger Aufladung des Kondensators. Die Kommutierung wird eingesetzt in Computerblitzgeräten, Gleichstromstellern für Elektromotoren bis zur Hochspannungs-Gleichstromübertragung (HGÜ).

Löschthyristor und Kondensator müssen periodisch kurzzeitig den vollen Laststrom aushalten. Bei hohen Strömen erhält der Kondensator beachtliche Abmessungen. Die Kondensatoren einer thyristorgesteuerten Elektrolokomotive wiegen zusammen

mehrere Tonnen.

GTO- (Gate Turn Off) Thyristoren sind über das Gate löschar. Die erforderlichen Gateströme betragen 10-30 % des fließenden Stroms und werden ähnlich erzeugt, wie bei der Kommutierung.

## XI.2 Schaltwandler

Der hohe Integrationsgrad moderner IC's verkleinert die Gehäuse moderner Geräte immer mehr. Damit wird die Wärmerwicklung zu einem Problem, das oft nur mit Lüftern zu lösen ist. Einen großen Beitrag zur Wärmerwicklung leistet das Netzteil. Integrierte Spannungsregler in linear regelnden Netzteilen brauchen für die übliche 5 V Versorgung Eingangsspannungen von mindestens 8 V. Davon fallen 3 V am Regelelement ab

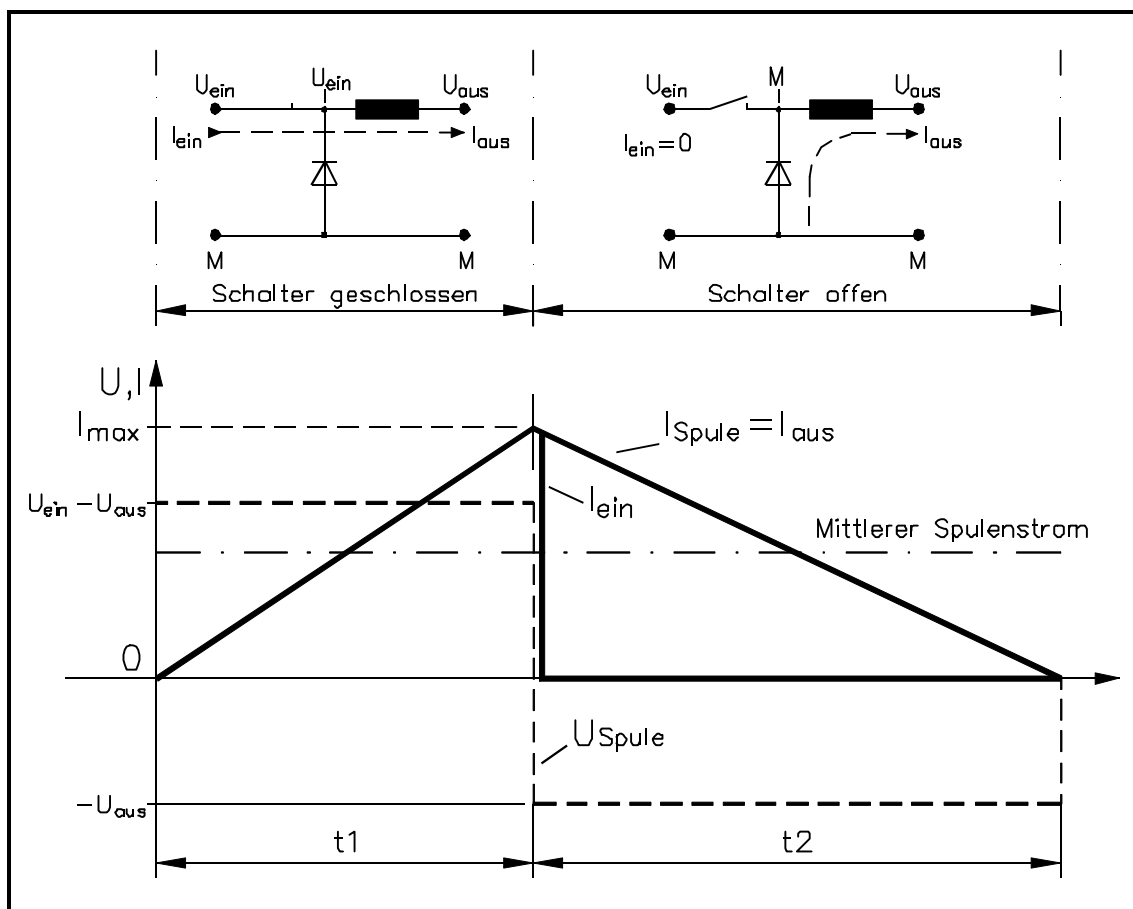


Abb. 11-5: Strom und Spannung im Tiefsetzsteller

und 34 % der Eingangsleistung werden in Wärme umgesetzt. Der Wirkungsgrad beträgt nur 66 %. Die Wärme ist nicht nur unerwünscht sondern bedeutet auch eine Energieverschwendung.

Auf der Suche nach Prinzipien für Netzteile mit höheren Wirkungsgraden entwickelte man den Schaltwandler bzw. das Schaltnetzteil. Es nutzt die Eigenschaft einer Spule aus, die bei einer Spannung hineingepumpte Energie bei einer beliebigen anderen Spannung wieder abgeben zu können. Das Verhalten einer Spule bei anliegender Gleichspannung soll daher genauer betrachtet werden:

Für eine Spule mit der Induktivität  $L$  gilt:

$$U = L \cdot \frac{dI}{dt}$$

Integriert:  $I = \int \frac{U}{L} dt = \frac{U}{L} \cdot t$

dabei wird  $L$  als unabhängig vom Strom angenommen. Der Strom in einer Spule steigt also bei anliegender Spannung linear mit der Zeit an.

Bei geschlossenem Schalter in Ann. 11-5 liegt an der Spule die Spannung  $U_{\text{ein}} - U_{\text{aus}}$  und der Strom steigt linear an. Bei Erreichen des Maximalstroms  $I_{\text{max}}$  wird der Schalter geöffnet. Die Spannung am schalterseitigen Ende

der Spule sinkt soweit ab, bis die Freilaufdiode leitend wird. An der Spule liegt jetzt die Spannung  $-U_{\text{aus}}$  und sie gibt bei sinkendem Strom die aufgenommene Energie wieder ab.

Die Spannungszeitflächen entsprechen dem magnetischen Fluß in der Spule und müssen daher gleich groß sein:

$$(U_{\text{ein}} - U_{\text{aus}}) \cdot t_1 = -U_{\text{aus}} \cdot t_2$$

Je kleiner die Ausgangsspannung ist, desto langsamer sinkt der Strom ab und desto länger ist die Zeit  $t_2$ .

Da alle Bauteile ideal verlustlos sind, kann keine Leistung verlorengehen:

$$P_{\text{ein}} = P_{\text{aus}}$$

$$U_{\text{ein}} \cdot I_{\text{ein}} = U_{\text{aus}} \cdot I_{\text{aus}}$$

und wir erhalten für die zeitlich gemittelten Ströme:

$$\frac{\overline{I_{\text{aus}}}}{\overline{I_{\text{ein}}}} = \frac{U_{\text{ein}}}{U_{\text{aus}}}$$

Diese vom idealen Transformator her bekannte Formel gilt auch für den idealen Schaltregler. Er bietet damit die Ausgangsbasis für die verlustarme Umsetzung von Gleichspannungen.

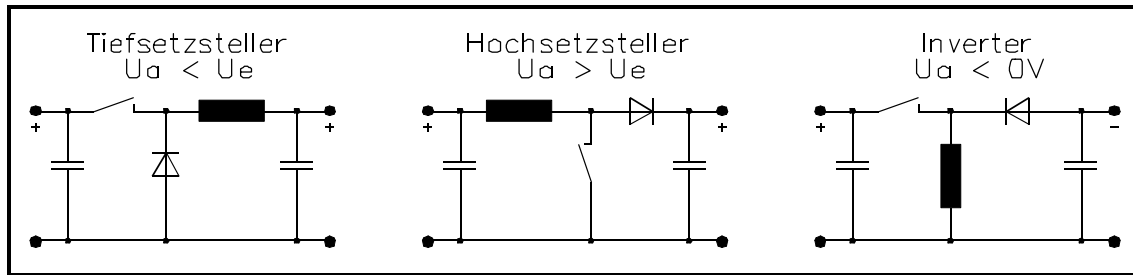


Abb. 11-6: Die 3 Arten von Schaltwandlern

### XI.3 Schaltwandler Anordnungen

Für einen Schaltwandler in Minimal-konfiguration sind 3 Bauelemente erforderlich:

Schalter  
Spule  
Freilaufdiode

Aus diesen 3 Bauelemente können auf 3 Typen von Schaltwandler kombiniert werden, wenn man vom Umpolen der Diode absieht. Dazu kommen noch Glättungskondensatoren zum Glättbügeln des oszillierenden Stroms.

#### a) Tiefsetzsteller (Buck converter)

Bei geschlossenem Schalter liegt an der Spule die Differenz zwischen Ein- und Ausgangsspannung. Der Strom durch die Spule steigt linear mit der Zeit an. Nach Öffnen des Schalters sinkt die Spannung am schalterseitigen Ende der Spule sofort so weit ab, bis die Freilaufdiode leitend wird. Die Spule ist jetzt umgepolt und gibt die gespeicherte Energie als linear mit der Zeit sinkenden Strom ab. Schließlich wird die Spule stromlos und die Spannung am schalterseitigen Ende steigt auf den Wert der Ausgangsspannung an.

Die Ausgangsspannung  $U_a$  ist zwischen 0 und  $U_e$  variabel und kann auch bei dauernd geschlossenem Schalter nicht darüber ansteigen. Ein Kurzschluß des Ausgangs bewirkt lediglich, daß an der Spule nur noch

Flußspannung der Freilaufdiode anliegt, wodurch der Strom sehr langsam absinkt.

Die Ausgangsspannung des Tiefsetzstellers kann maximal den Wert der Eingangsspannung erreichen:

$$U_{\text{aus}} \leq U_{\text{ein}}$$

#### b) Hochsetzsteller ( Boost Konverter )

Bei geschlossenem Schalter liegt die volle Eingangsspannung an der Spule. Nach Öffnen des Schalters steigt die Spannung sehr schnell an bis die Diode leitend wird und die Energie in der Spule zum Ausgang abführt. An der Spule liegt dabei die negative Spannungsdifferenz zwischen Aus- und Eingang. Die Ausgangsspannung des Hochsetzstellers ist mindestens so groß oder größer als die Eingangsspannung:

$$U_{\text{aus}} \geq U_{\text{ein}}$$

Durch die Spule und die Freilaufdiode kann immer Strom zum Ausgang fließen. Das erfordert einen separaten Kurzschlußschutz.

#### c) Inverter

Wie beim Hochsetzsteller liegt bei geschlossenem Schalter die volle Eingangsspannung an der Spule. Bei Öffnen des Schalters wird die Spulenspannung so weit negativ, bis über die Freilaufdiode Strom zum Ausgang fließt. Der Wert der Ausgangsspannung ist völlig frei und wird nur durch die Spannungsfestigkeit des Schalters begrenzt.

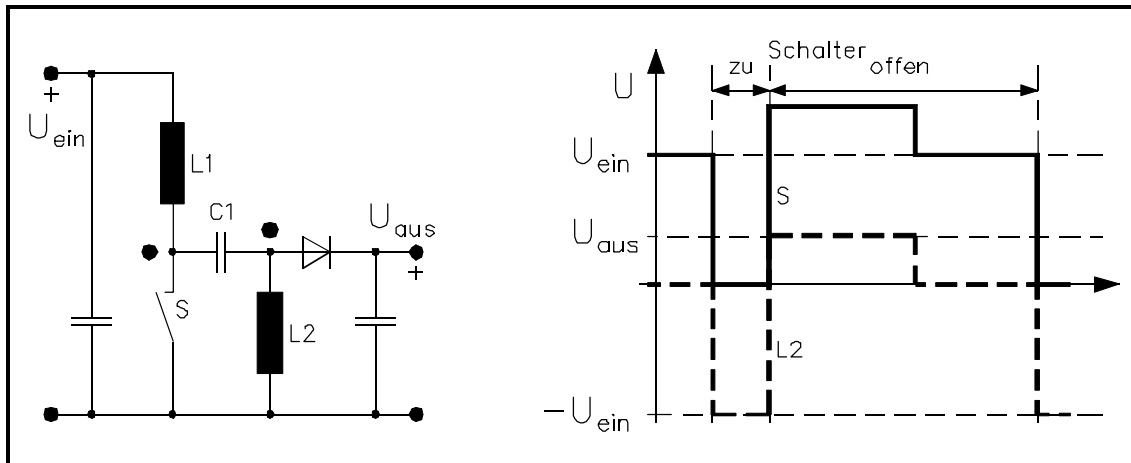


Abb. 11-7: Anordnung und Funktion des SEPIC-Konverters

#### d) Der SEPIC-Konverter

Der SEPIC-Konverter (Single Ended Primary Inductance) ist eine Abwandlung des Inverters, in dem die Spule in L1 und L2 aufgespalten wurde mit dem Kondensator C1 als galvanische Trennung. Er vereinigt die Vorteile, eine positive Ausgangsspannung beliebiger Größe abzugeben und den Schalter gegen Masse zu betreiben. Beim Einschalten des Schalters liegt an L1 die volle Eingangsspannung und der Spannungssprung wird durch C1 zu L2 übertragen. An L2 liegt dadurch die Eingangsspannung mit umgekehrtem Vorzeichen. In beiden Spulen steigt der Strom an bis zum Öffnen des Schalters. Die Spannung an L2 steigt dabei bis auf die Ausgangsspannung an, wo die Diode leitend wird. Entsprechend steigt die Spannung am Schalter auf die Summe von Ein- und Ausgangsspannung. An beiden Spulen lag die gleiche Spannungszeitfläche und so geben auch beide die gleiche Spannungszeitfläche wieder ab. Sie dürfen daher sogar auf dem gleichen Kern angeordnet sein, was

den Aufbau vereinfacht. Durch den Kondensator fließt der volle Laststrom bei geschlossenem Schalter hin und bei offenem Schalter zurück. Er muß deswegen für eine sehr hohe Strombelastbarkeit ausgelegt sein.

#### e) Resonante Schaltwandler

In den bisher besprochenen Schaltreglern wird der Schalter beim Maximalwert des Stroms geöffnet. Das ergibt schnelle Spannungsänderungen und steile Spitzen der Verlustleistung. Im resonanten Schaltwandler in Abb. 11-8 liegt zwischen Schalter und Last ein Serienresonanzkreis bestehend aus der Spule L und dem Kondensator C, der sogenannte Tankkreis. Wird der Schalter in die obere Stellung gebracht, so fließt ein sinusförmiger Stromimpuls zur Last. Zurückschalten nach unten entlädt den Kondensator mit ebenfalls sinusförmigem Stromverlauf. Der Tankkreis führt dabei jeweils eine Halbschwingung aus, das Weiter-schwingen wird durch das Sperren der jeweiligen Diode verhindert.

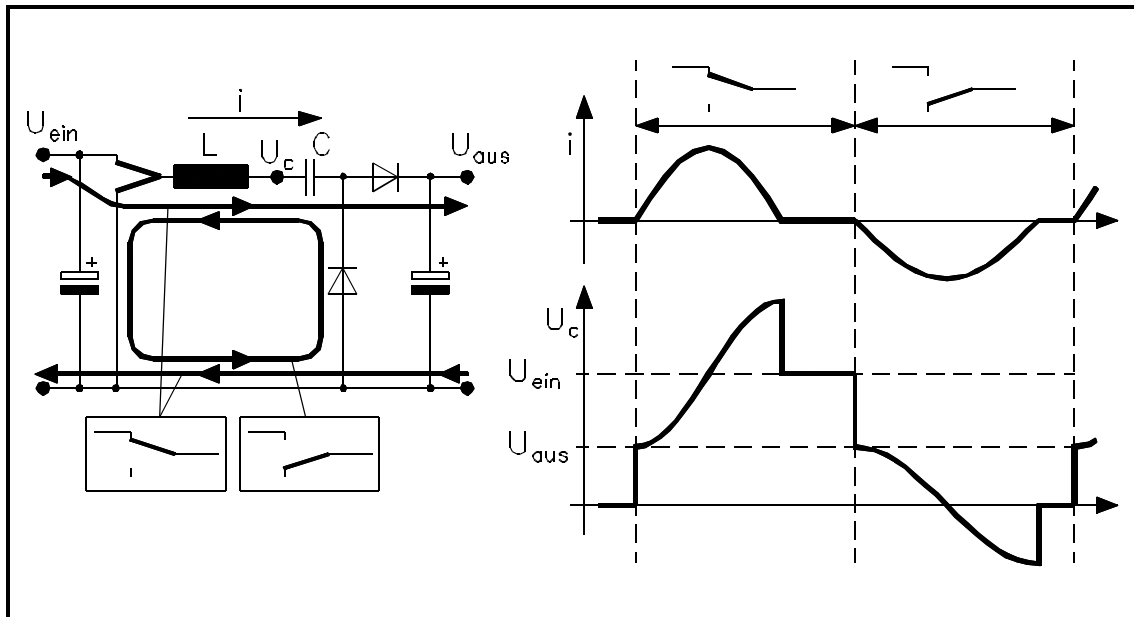


Abb. 11-8: Resonanter Schaltwandler

Bei beiden Umschaltungen steigt der Strom nur langsam an, sinkt mit fortschreitender Umladung des Kondensators wieder ab. Der resonante Schaltwandler hat also keine abrupten Änderungen des Stroms und muß nicht bei hohem Strom abschalten. Das stellt deutlich geringere Anforderungen an den Schalter und erzeugt sehr viel weniger Störungen. Resonante Schaltregler arbeiten bei Frequenzen bis über 1 MHz und erfordern nur kleine Werte für Spulen und Kondensatoren.

Die Spulen können sogar ohne hochpermeablen Kern als Luftspulen ausgeführt werden, was Kernverluste und Sättigungseffekte ausschließt. Speziell für resonanten Betrieb entwickelte IC's erlauben zusammen mit MOS-Leistungstransistoren und Schottkydioden den Aufbau extrem kompakter Schaltwandler mit hohem Wirkungsgrad.

#### e) Schaltwandler mit Transformatoren

Mit Flußwandlern kann man die

Spannung gar nicht erhöhen, mit Sperrwandlern findet die Spannungserhöhung ihre Grenze bei der Sperrfähigkeit des Schalters. Der Einsatz eines Transformators kann dieses Problem lösen und obendrein noch eine galvanische Trennung zwischen Ein- und Ausgang bewirken. Transformatoren sind in Fluß- wie auch in Sperrwandlern einsetzbar.

Schaltwandler mit galvanischer Trennung zwischen Ein- und Ausgang werden als DC-DC Konverter bezeichnet. Sie können elektrische Energie über Potentialunterschiede hinweg übertragen. Verwandt sind primär getaktete Netzteile, welche die Netzwechselfrequenz direkt gleichrichten und danach als DC-DC Konverter arbeiten. Bei der hohen Schaltfrequenz kommt man mit einem kleinen Transformator aus, so daß primär getaktete Netzgeräte ein Optimum an Wirkungsgrad, Gewicht und Größe darstellen. Sie sind heute in jedem Personalcomputer zu finden.



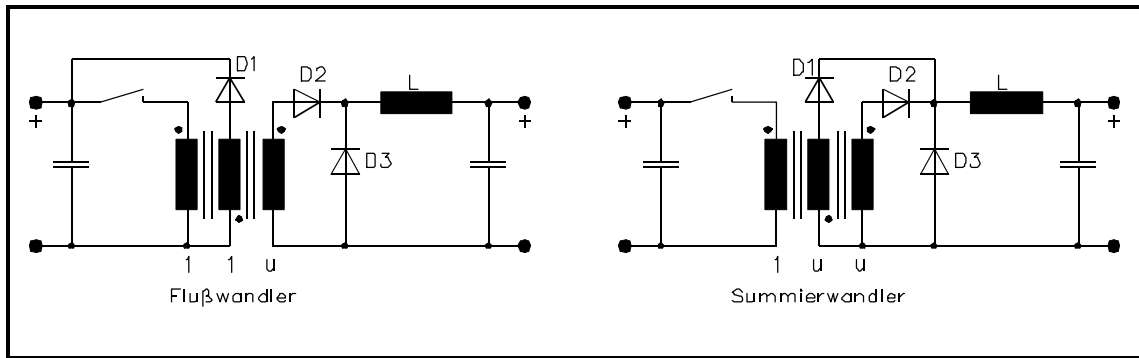


Abb. 11-9: Flußwandler mit Transformatoren

Die Eingangsspannung wird über den Schalter an die Primärseite des Transformators gelegt. Bei geschlossenem Schalter liegt die Sekundärspannung über die Diode D2 an der Spule L. Bei Öffnen des Schalters sperrt D2 sofort und der Ausgangsstrom fließt weiter durch die Freilaufdiode D3. Dies ergibt ausgangsseitig die gleichen Verhältnisse wie beim Tiefsetzsteller.

Die mittlere (Entmagnetisierungs-) Wicklung führt die beim Öffnen des Schalters im Transformator steckende Energie über D1 beim Flußwandler zum Eingang zurück, beim Summierwandler zum Ausgang geführt. Er arbeitet dadurch sowohl als Fluß- als auch als Sperrwandler.

Die Sperrwandler-Schaltung in Abb. 11-10 oben verwendet die Transformatorwicklung als Spule. Bei geschlossenem Schalter wird Energie in den Trafo gepumpt und beim Öffnen auf der Sekundärseite abgegeben. In dieser Anordnung muß sehr darauf geachtet werden, daß nicht durch die Streuinduktivität des Transformators unzulässige Spannungen am Schalter auftreten. Ein RC-Glied parallel zum Schalter kann bei Bedarf Spannungspitzen bedämpfen.

Auch mit Spannungstransformation aber ohne galvanische Trennung arbeitet der Sperrwandler mit angezapfter Spule (Autotransformator) in Abb. 11-10 unten. Hier kann die Ausgangsspannung um den Faktor  $\ddot{u}$  höher sein als die Sperrfähigkeit des Schalters.

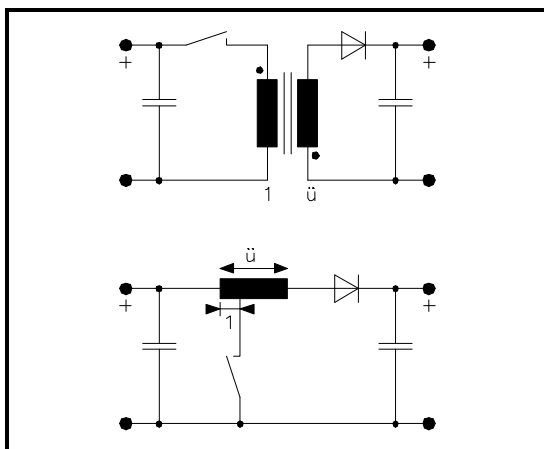


Abb. 11-10: Sperrwandler mit Transformatoren

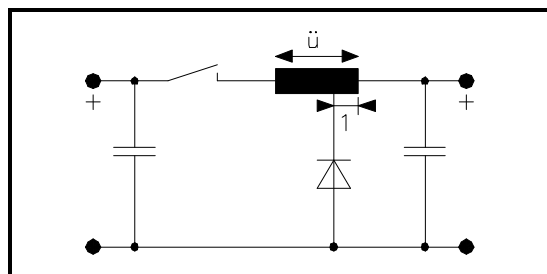


Abb. 11-11: Flußwandler mit Autotrafo

Im Flußwandler mit Autotransformator in Abb. 11-11 fließt nach Öffnen des Schalters der  $\ddot{u}$ -fache Strom zum Ausgang. Mit dieser Anordnung kann

man Ausgangsströme erzielen, die deutlich über dem Maximalstrom des Schalters liegen, allerdings auf Kosten der  $\ddot{u}$ -fachen Sperrspannung am Schalter.

#### **XI.4 Schaltwandler Regelung**

Für die Regelung moderner Schaltwandler haben sich 2 Betriebsweisen bewährt:

##### a) Impulsbreitenmodulation

Der Schalter wird mit einer Rechteckwellenform angesteuert, deren Tastverhältnis so eingeregelt wird, daß die Ausgangsspannung den Sollwert einhält. Die dafür erforderliche Steuerschaltung ist relativ einfach. Nachteilig an dieser Betriebsart sind die separat erforderliche Strombegrenzung und das ungünstige Regelverhalten durch die integrierende Wirkung der Spule. Insbesondere Laständerungen werden von diesen Schaltreglern vergleichsweise langsam ausgeregelt.

##### b) Stromsteuerung (current-mode)

In einem Schaltnetzteil mit Stromsteuerung wird der durch den Schalter fließende Strom ausgewertet und in den Regelvorgang einbezogen. In jeder Taktperiode wird der Schalter für einen Zeitraum eingeschaltet, der von der Sollwertabweichung der Ausgangsspannung abhängt. Ein Absinken der Ausgangsspannung durch wachsenden Stromverbrauch erhöht sofort die Einschaltdauer des Schalters und damit den Energienachschub.

Dies Verfahren eliminiert weitgehend den störenden Einfluß der Spule, woraus sich ein gutes Regelverhalten ergibt. Da bei Erreichen des Maximalstroms des Schalters immer abge-

schaltet wird, ist dieser vollkommen vor Überlastung geschützt. Der Preis für die Vorteile ist der Schaltungsaufwand für die schnelle Messung und Auswertung des fließenden Stroms.

Entsprechend dem Stromfluß im Schalter kann man Schaltregler in 2 Gruppen einteilen: Im Flußwandler wird bei geschlossenem und offenem Schalter Energie zum Ausgang übertragen, beim Sperrwandler nur bei offenem (gesperrten) Schalter.

Im Flußwandler, z.B. dem Tiefsetzsteller, fließt bei sowohl bei geschlossenem als auch bei offenem Schalter Strom durch die Spule zum Ausgang. Spulen- und Ausgangsstrom haben dadurch von Haus aus eine geringe Welligkeit und erfordert kleinere Siebkondensatoren. Der Ausgangsstrom kann bis zum Maximalstrom von Spule, Schalter und Freilaufdiode ansteigen. Damit werden die Bauelemente optimal ausgenutzt und der Tiefsetzsteller ist kostenmäßig im Vorteil. Bei hohen Leistungen wird er bevorzugt eingesetzt.

In Sperrwandlern fließt Ausgangsstrom nur bei offenem Schalter und hat somit eine starke Welligkeit. Das erhöht die Anforderungen an Kapazität und Ripplestromfestigkeit der Kondensatoren. Entsprechend den kürzeren Stromflußzeiten müssen Spule, Schalter und Freilaufdiode für deutlich höhere Spitzenströme dimensioniert werden. All das resultiert in einem höheren Preis bei gleicher Leistung. Der Vorteil aller Sperrwandler liegt in der großen Flexibilität hinsichtlich Größe und Vorzeichen der Ausgangsspannung.

## XI.5 Leistungsfaktor-Korrektur

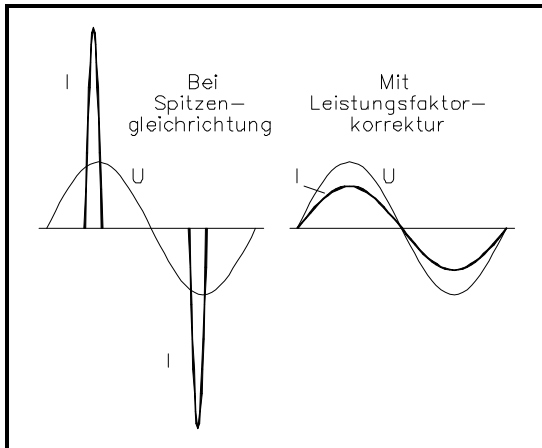


Abb. 11-12: Stromaufnahme aus dem Netz

Netzgeräte für kleine Leistungen verwenden in der Regel Spitzengleichrichtung mit Gleichrichter und Ladekondensator. Diese Anordnung nimmt nur dann Strom auf, wenn der Augenblickswert der Wechselspannung größer ist als die Gleichspannung am Kondensator. Es fließt kurzzeitig ein sehr großer Strom, der entsprechend den langen Pausen ein Vielfaches des Mittelwerts beträgt.

Der ungleichmäßige Stromfluß belastet nicht nur alle Bauelemente, sondern enthält auch sehr viele Oberwellen, die andere Geräte stören können. Darüber hinaus werden bei größeren Leistungen die Stromspitzen so hoch, daß sie bereits die magnetischen Auslöser von Sicherungs-

automaten triggern und die aus einer Steckdose entnehmbare Leistung auf einen Wert weit unter der ohmschen Belastbarkeit begrenzen. Diese Stromaufnahme wird in Ländern mit 110V Netzspannung bereits von Computer-Workstations erreicht. Zusammen mit den Nachteilen des pulsierenden Stroms führte dies zur Entwicklung von Netzgeräten mit Korrektur des Leistungsfaktors für eine sinusförmige Stromaufnahme.

Diese Netzgeräte arbeiten alle nach dem gleichen Prinzip:

- Der Kondensator C1 am Eingang (Anhaltswert  $3,3 \mu\text{F}/\text{kW}$ ) glättet die hochfrequent pulsierende Stromaufnahme aus dem Netz
- Mit einem Brückengleichrichter wird  $|U|$  der Betrag der Netzspannung (ohne Ladekondensator!) gebildet.
- Ein Hochsetzsteller setzt diese Spannung auf die Zwischenspannung  $U^*$  hoch, wobei eine Steuerschaltung die Stromaufnahme proportional zum Momentanwert der Eingangsspannung hält.
- Der Kondensator C2 an der Zwischenspannung  $U^*$  wird vom Hochsetzsteller mit einem sinusförmigen Strom geladen und liefert einen konstanten Strom zum Tiefsetzsteller. Er muß eine hohe Strombelastbarkeit aufweisen.
- Für jede Ausgangsspannung des Netzgeräts wird ein Tiefsetzsteller mit

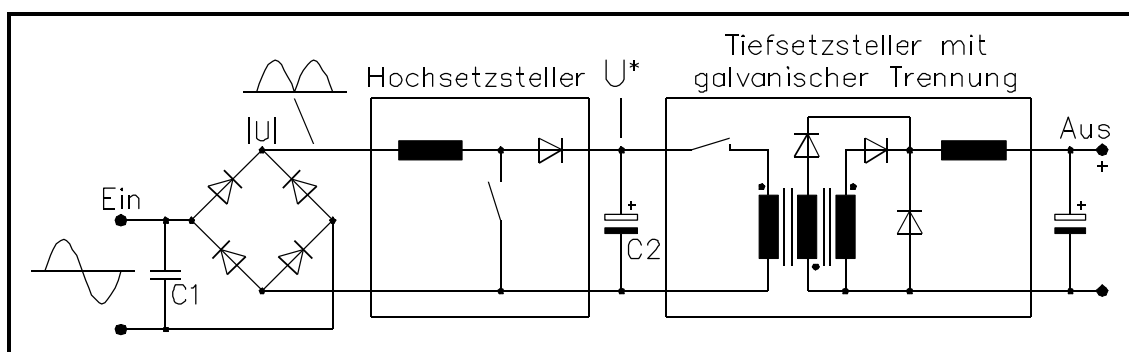


Abb. 11-13: Netzteil mit Leistungsfaktor-Korrektur

galvanischer Trennung vorgesehen, welcher aus der Zwischenspannung  $U^*$  gespeist wird.

Der Hochsetzsteller erfordert eine relativ komplexe Steuerschaltung, um die Stromaufnahme sinusförmig zu halten und stets genügend Strom bei der Zwischenspannung  $U^*$  bereitzustellen. Der Kondensator an der Zwischenspannung  $U^*$  gleicht aus zwischen dem sinusförmigen Strom aus dem Hochsetzsteller und der konstanten Stromentnahme. Die durch ihn fließenden, großen Umladeströme erfordern einen Typ mit sehr kleinem Serienwiderstand.

## XI.6 Schaltwandler Bauelemente

### a) Bipolare Schalter

Als bipolare Schalter kommen Transistoren, Darlingtons, IGBTs und Thyristoren in Betracht. Sie sind seit langem bewährt und ihren Stärken und Schwächen wohl bekannt. Transistoren haben den Nachteil der bei

hohen Strömen stark absinkenden Stromverstärkung  $B$ . Der erforderliche Basisstrom kann den Wirkungsgrad spürbar herabsetzen. Darlingtons haben weit höhere Stromverstärkungen, weisen dafür aber Sättigungsspannungen deutlich über 1V auf. IGBTs haben einen MOS-Eingang, der hohe Strom wird aber bipolar geschaltet. Alle bipolaren Schalter haben die Probleme des langsamen Ausschaltens nach Sättigung (vgl. II.5) und der Gefahr des zweiten Durchbruchs.

Ursache für den zweiten Durchbruch ist die zunehmende Leitfähigkeit eines pn-Übergangs mit steigender Temperatur. Während des Ausschaltens induktiver Lasten fließt kurzzeitig ein hoher Kollektorstrom bei großer Kollektor-Emitter Spannung. Dies erzeugt kurzzeitig eine extrem hohe Verlustleistung. Durch Inhomogenitäten im Transistorkristall treten an einzelnen Stellen der Sperrschicht etwas höhere Stromdichten auf. Diese "hot

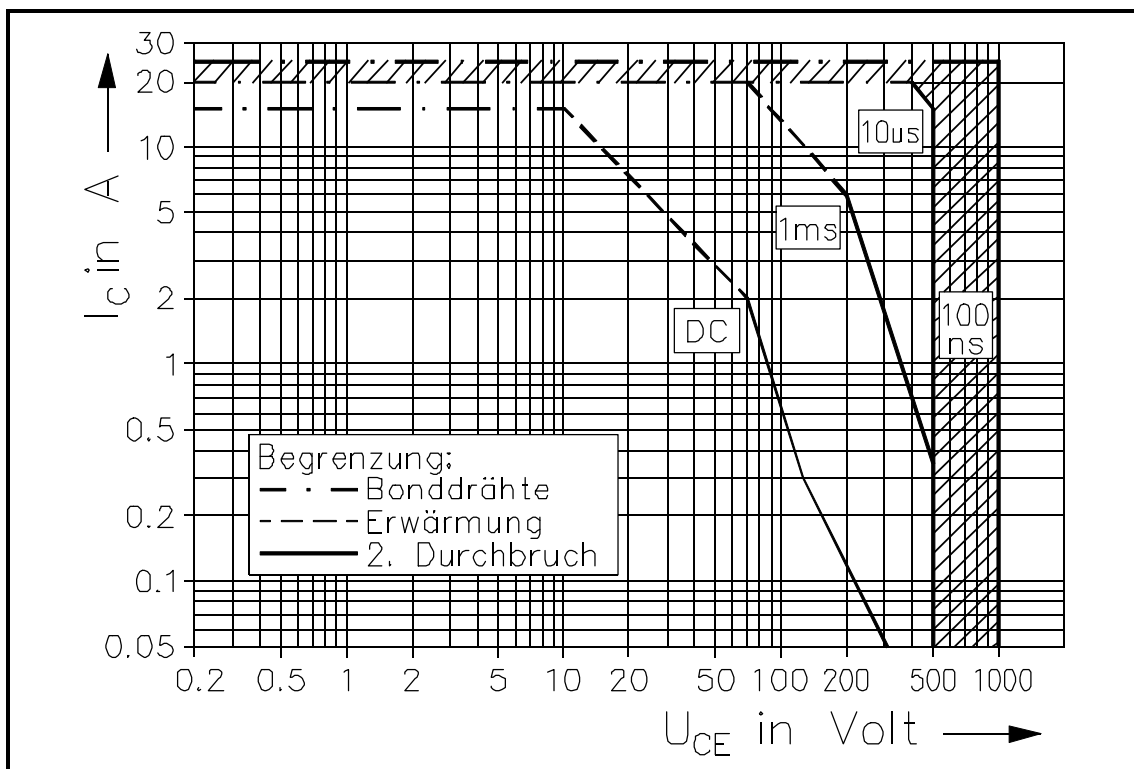


Abb. 11-14: SOA Diagramm eines Leistungstransistors

spots" erwärmen sich stärker, was die Stromdichte weiter erhöht. Reicht die Wärmeleitfähigkeit des Halbleiters zur Kühlung der hot spots nicht mehr aus, so schnürt sich der Strom vollends auf die heißen Stellen ein und erhitzt sie bis zum Schmelzpunkt des Halbleiter. Das bedeutet das Ende des Transistors oder Darlingtons.

Schnelle bipolare Schalter haben deswegen im Datenblatt ein SOA Diagramm (safe operating area), das die maximal zulässigen Ströme, Spannungen und Zeiten beim Schalten aufführt.

IGBTs (siehe auch I.4g) werden leistungslos gesteuert, das Leistungselement ist aber ein pnp-Transistor. So gelten für sie auch die beschriebenen Einschränkungen.

Thyristoren brauchen nach dem Zünden keine Ansteuerung mehr und haben sehr kleine Sättigungsspannungen. Ihre speziellen Eigenschaften wurden in XI.1 besprochen. Sperrspannungen bis über 1000 V und Ströme bis zu vielen 100 A machen Thyristoren konkurrenzlos für hohe und höchste Leistungen.

#### b) MOS-Schalttransistoren

MOS-Leistungstransistoren (siehe auch I.4f) haben durch moderne Herstellungsverfahren immer größere Kanalquerschnitte pro Chipfläche und damit immer kleinere Ein-Widerstände. Die Steuerung ist zwar leistungslos, wohl aber hat das Gate eine beachtliche Kapazität (ca. 1 nF), die bei jedem Schaltvorgang umgeladen werden muß. Die Ein-Widerstände wachsen mit der Sperrspannung an, da die Kanallänge größer werden muß. Bei 50 V-Typen liegen sie deutlich unter 1  $\Omega$ . Bei höheren Sperrspannungen sind

IGBTs eine starke Konkurrenz.

Die Schaltgeschwindigkeiten von MOS-Schalttransistoren sind sehr hoch und es gibt keine Sättigungseffekte. MOS-Transistoren werden bei steigender Temperatur hochohmiger und sind damit sicher vor dem 2. Durchbruch. Sie sind für Schaltwandler hervorragend geeignet und bei Schaltfrequenzen über ca. 200 kHz unersetzlich.

#### c) Freilaufdioden

Bipolare (pn-) Dioden haben bei hohen Strömen Flußspannungen um 0,8 V, was bei kleinen Ausgangsspannungen den Wirkungsgrad verschlechtert. Ein Problem ist die Sperrverzögerung, die beim Anlegen von Sperrspannung kurzzeitig den vorherigen Flußstrom als Sperrstrom fließen läßt. Diese Stromimpulse können bei hohen Schaltfrequenzen hohe Verluste bewirken.

Eine große Verbesserung stellen Schottky-Dioden mit einem Metall-Halbleiter Übergang dar. Sie haben deutlich kleinere Flußspannungen bei hohen Strömen (um 0,5 V) und eine minimale Sperrverzögerung. Nachteilig sind die auf etwa 150 V begrenzten Sperrspannungen und die hohen Sperrströme, die mit wachsender Temperatur rasch zunehmen.

#### d) Spulen

Die hohen Frequenzen in Schaltwandlern erfordern Spulen mit Ferritkernen. Diese werden oft als Ringkerne ausgeführt, um magnetische Streufelder gering zu halten. Die Eigenschaften der Spule sind ganz entscheidend für die Funktion jedes Schaltreglers. Viele Hersteller haben sich auf solche Spulen spezialisiert. Neulingen auf dem Gebiet wird der Kauf fertiger Spulen empfohlen.

Luftspulen erfordern ganz besondere Aufmerksamkeit wegen der elektromagnetischen Abstrahlung. Auch können die Spulen in unerwünschter Weise aufeinander einkoppeln.

#### e) Kondensatoren

Im Fluß- und ganz besonders im Sperrwandler erfordert der pulsierende Strom große Kondensatoren zur Glättung der Ein- und Ausgangsspannung. Die relativ großen erforderlichen Kapazitätswerte sind nur als Elektrolytkondensatoren (Elkos) realisierbar. Die Kondensatoren müssen kleine Serienwiderstände haben, um den Spannungsabfall und die Verlustleistung durch die beträchtlichen Wechselströme klein zu halten. Kann man nur normale Elkos einsetzen, so sind mehrere kleine Kondensatoren besser als ein großer. Die Serienwiderstände liegen dann parallel und die größere Gehäuseoberfläche erleichtert die Wärmeabfuhr. Auch empfiehlt es sich, die Elkos spannungsmäßig zu überdimensionieren, da dann erfahrungsgemäß der Serienwiderstand kleiner ist. Die Erwärmung des Schaltnetzteils durch die Verlustleistung der Bauelemente er-

fordert den Einsatz von Kondensatoren mit ausreichender Lebensdauer auch bei erhöhten Temperaturen.

Besonders gut zum Filtern geeignet sind Vierpol Elektrolytkondensatoren, durch deren Metallbeläge der zu filternde Strom fließt. Dadurch fällt vor allem die Induktivität der Wicklung fort und der Serienwiderstand ist deutlich kleiner.

#### f) Filter

Zur ein- und ausgangsseitigen Entstörung von Schaltwandlern sind Filter erforderlich. Besonders am Eingang müssen diese sorgfältig bemessen werden. Eingangsseitig hat nämlich jeder Schaltregler einen negativen Widerstand, da bei sinkender Spannung die Stromaufnahme steigt. Zusammen mit einer zu reichlich bemessenen Filterspule kann dieser negative Widerstand zu Regelschwingungen führen. Am Ausgang verschlechtert ein Filter das Regelverhalten und kann sogar zusätzliche Maßnahmen zur Kompensation der Regelschleife erforderlich machen.